

ROK V GRUDZIEŃ 1950 R. NR 12

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena zł. 3.—

TREŚĆ NUMERU:

RADIO

MIESIĘCZNIK DLA TECHNIKÓW I AMATORÓW

Rok V | Grudzień 1950 | Nr 12

Połączenie „Radia" i „Radioamatora"

Kończymy obecnie piąty rok istnienia naszego czasopisma. W okresie tym wydaliśmy 44 numery i zdobyliśmy wielu wiernych Czytelników, zamiłowanych, jak i my, w naszej pięknej dziedzinie wiedzy, nauki i techniki.

W międzyczasie powstał nasz bratni miesięcznik „Radioamator", który w krótkim czasie zdobył znaczne powodzenie. Po zastanowieniu się nad naszymi zadaniami i sytuacją, postanowiliśmy połączyć obydwa czasopisma w jedno, zachowując, w miarę możności, cechy charakterystyczne obydwóch.

Nowy miesięcznik będzie nosił tytuł „Radioamator" i ukaże się od stycznia 1951 roku w nieco zwiększonej objętości oraz w zmienionej szacie graficznej.

W ten sposób, przy zjednoczonych wysiłkach i przy zachowaniu poparcia wszystkich, mamy nadzieję, naszych dotychczasowych Czytelników, będziemy służyć lepiej naszym zadaniom.

* * *

Cena 1 egz. nowego miesięcznika wynosi zł. 4.—. Prenumerata półroczna wynosi zł. 24.—, roczna zł. 48.—, płatne na konto w PKO, Nr I-330 — Administr. Biura Wydawnictw Polskiego Radia, Warszawa, Noakowskiego 20.

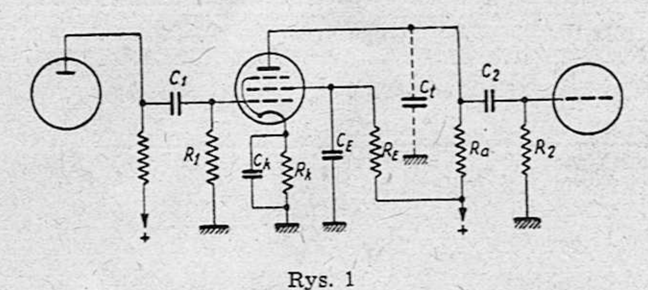
Komitet Redakcyjny

Mgr. Inż. Tadeusz Bzowski

Telewizja (XVIII)

Do wzmocnienia tak szerokiej wstęgi (25 c/s do 6 Mc/s) używamy z reguły wzmacniaczy oporowych, sprzężonych z sobą pojemnościowo.

Rys. 1 przedstawia typ wzmacniącza oporowo-pojemnościowego.



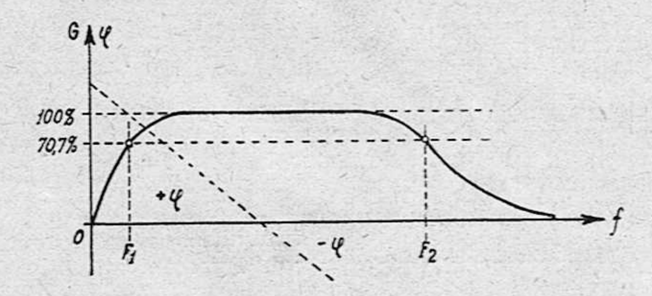
Rys. 1
Wzmacniacz oporowy.

Wzmacniacz oporowy, ze względu na niezależność oporu omowego od częstotliwości, najbardziej nadaje się na wzmacniacz szerokowstęgowy.

Jednakże pojemności sprzęgające C_1 i C_2 na małych częstotliwościach i szkodliwe — C_t na wielkich częstotliwościach psują własności wzmacniacza, uzależniając go od częstotliwości zarówno pod względem amplitudy jak i przesunięcia fazy. Wypadkowa charakterystyka wzmocnienia i fazy jest przedstawiona na rys. 2.

Widzimy z niej, że zarówno na niskich jak i na wysokich częstotliwościach wzmocnienie maleje, i że przesunięcie fazy na małych częstotliwościach jest dodatnie, podczas gdy przy dużych — jest ujemne, co już ogólnie zaznaczono w części XVII.

Oprócz wymienionych w poprzednim artykule odpowiednich charakterystyk częstotliwości, fazy i amplitudy, wzmacniacz powinien posiadać zadowalający stosunek sygnału do



Rys. 2
Typowe charakterystyki częstotliwości i fazy wzmacniacza oporowego:
— charakterystyka częstotliwości,
- - - - charakterystyka fazy.

szumu i odpowiednie odsprzężenia w wypadku szkodliwych oscylacji. Jednakże zagadnienie to poruszone będzie później.

Przeważnie we wzmacniaczach szerokowstęgowych stosuje się pentody i to o dużym nachyleniu (S) do czego zmusza nas konieczność stosowania małego oporu anodowego R_a (wyjaśnimy to dalej). Wzmocnienie jednego stopnia na pentodzie dla częstotliwości średnich, przy oporze katodowym $Z_k = 0$, wynosi:

$$G_L = S R_a \quad \ldots \ldots \ldots (1)$$

gdzie : S — nachylenie w mA/v; R_a — opór anodowy. W dalszych rozważaniach zakładamy:

$$\rho \gg R_a \; (\rho \text{ — opór lampowy}), \; R_2 \gg R_a$$

Normalnie całe napięcie wzmocnione na oporze anodowym dostaje się na siatkę następnej lampy; jednakże przy małych częstotliwościach kondensator C_2 przedstawia pewien opór, a więc część napięcia traci się na nim powodując stratę tegoż, a tym samym spadek charakterystyki częstotliwości i wzrost kąta przesunięcia.

Część napięcia, które dostaje się na siatkę następnej lampy wynosi:

$$k_2 = \frac{R_2}{Z_2} = \frac{R_2}{R_2 - jX_2} \quad \ldots \quad (2)$$

$$\text{gdzie } X_2 = \frac{1}{2\pi f C_2}$$

Całkowite wzmocnienie stopnia, uwzględniające stratę napięcia w dzielniku R_2 — C_2, jest równe:

$$G = G_L \cdot k_2 = S R_a \left(\frac{R_2}{R_2 - jX_2}\right) = \frac{S R_a}{1 - j\frac{X_2}{R_2}} \quad \ldots (3)$$

Zatem bezwględna wartość wzmocnienia wynosi:

$$G = \frac{S R_a}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_o}{R_2}\right)^2}} = \frac{S R_a}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_2 R_2}\right)^2}} \quad \ldots (3)$$

Dla częstotliwości wyższych, gdzie $\frac{1}{2\pi f C_2} \ll R_2$, wzmocnienie całkowite wyraża się:

$$G_o = S R_a \quad \ldots \ldots (5)$$

Ponieważ G_o przedstawia maksymalną wartość wzmocnienia, więc nierównomierność charakterystyki częstotliwości, w stosunku do maksymalnego poziomu wzmocnienia wyrazi się równaniem:

$$N_s = \frac{G}{G_o} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{X_2}{R_2}\right)^2}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\omega C_2 R_2}\right)^2}} \quad \ldots\ldots (6)$$

Zakładając, że dla pewnej częstotliwości F_1,

$$2\pi F_1 R_2 C_2 = 1 \quad \ldots\ldots (7)$$

otrzymamy ze wzoru (6) odpowiednią wartość nierównomierności

$$N_s = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707.$$

Odpowiada to spadkowi wzmocnienia o 3db, dla częstotliwości F_1 określonej z równania (7):

$$F_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad \ldots\ldots (8)$$

Częstotliwość tę nazywamy dolną częstotliwością odniesienia. Równanie (4) można przedstawić wobec tego w formie wygodniejszej przy określaniu charakterystyki częstotliwości względem częstotliwości odniesienia. Będzie to postać tzw. charakterystyki uniwersalnej. W tym celu do równ. (4) wstawiamy

$$\frac{1}{\omega C_2 R_2} = \frac{1}{2\pi f C_2 R_2} = \frac{F_1}{f}$$

stąd wzmocnienie

$$G = \frac{S R_a}{\sqrt{1+\left(\frac{F_1}{f}\right)^2}} \quad \ldots (9)$$

Towarzyszące przesunięcie fazy otrzymamy ze wzoru (3) po usunięciu liczby urojonej z mianownika.

$$G = \frac{S R_a}{1 - j\frac{X_o}{R_2}} = \frac{S R_a \left(1 + j\frac{X_2}{R_2}\right)}{1 + \frac{X_2^2}{R_2^2}} = R + jS$$

oraz

$$\operatorname{tg} \varphi_s = \frac{S}{R} = \frac{X_2}{R_2} = \frac{1}{\omega R_2 C_2};$$

oraz wartość kąta przesunięcia:

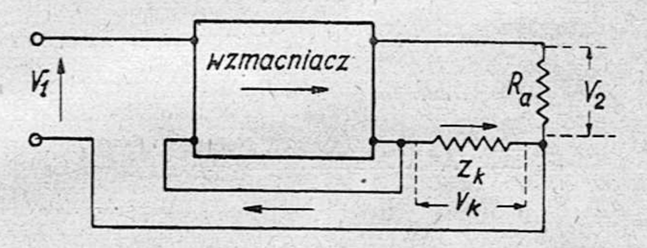
$$\varphi_s = \operatorname{arctg} \frac{X_2}{R_2} = \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega R_2 C_2} =$$

$$= \operatorname{arctg} \frac{F_1}{f} \quad \ldots\ldots (10)$$

Kąt przesunięcia można otrzymać również mając sam przebieg nierównomierności charakterystyki częstotliwości $[N = \psi(f)]$, gdyż:

$$\cos \varphi_s = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{X_2^2}{R_2^2}}} = N_s \quad \ldots (11)$$

Warunek równania (7) oznacza, że $X_2 = R_2$, czyli dla dolnej częstotliwości odniesienie —F_1, $\cos\varphi_1 = 0{,}707$. Odpowiadający kąt przesunięcia fazy wynosi $\varphi_1 = + 45^0$.



Rys. 3
Schemat blokowy wzmacniacza z prądową reakcją ujemną.

Z kolei obwód katodowy R_k C_k wywołuje zniekształcenia. Przy zmniejszaniu się częstotliwości, oporność obwodu katodowego rośnie, a zatem rośnie ujemna reakcja, która w efekcie wywołuje zmniejszenie wzmocnienia. Zilustrujmy to przykładem liczbowym.

Niech np. $R_k = 1000\Omega$; $C_k = 10\ \mu F$ $s = 5\ \frac{mA}{v}$, $R_a = 2\ K\Omega$. Dla częstotliwości f — 1000 c/s, oporność pojemnościowa w katodzie jest równa:

$$X_k^I = \frac{1}{2\pi f C_k} = \frac{10^6}{2\pi . 1000 . 10} = 15{,}9\ \Omega$$

Wypadkowa oporność w katodzie stanowi:

$$Z_k^I = \frac{X_k R_k}{\sqrt{X_k^2 + R_k^2}} = 15{,}9\ \Omega$$

Dla f = 20 c/s, otrzymamy podobnie:

$$X_k'' \cong 800\ \Omega, \qquad Z_k'' = 625\ \Omega.$$

Prąd anodowy przepływając przez opór Z_k wywoła na nim spadek napięcia w fazie przeciwnej do napięcia przyłożonego na siatkę lampy. W ten sposób napięcie w obwodzie siatki zmniejszy się, co przy niezmienionym wzmocnieniu wzmacniacza, da na wyjściu mniejszą aplitudę V_2, czyli jakby efekt spadku wzmocnienia.

Matematycznie wyrazimy to następująco: wskutek napięcia powstałego na oporze R_k, w fazie przeciwnej do napięcia przyłożonego V_1, między siatką i katodą istnieje różnica potencjałów:

$V_s = V_1 - V_k$ (V_k — napięcie na oporze R_k)

Ponieważ wzmocnienie lampy wynosi G_o, więc napięcie wytworzone w obwodzie anody:

$$-V_2 = G_o (V_1 - V_k)$$

Wyrażając V_k jako część napięcia anodowego V_2, otrzymamy:

$$V_k = -\beta V_2$$

Wzmocnienie z reakcją ujemną zdefiniujemy jako stosunek napięcia anodowego do napięcia przyłożonego — V_1:

$$G_R = \frac{-V_2}{V_1} = \frac{G_o (V_1 + \beta V_2)}{V_1} = G_o (1 - \beta G_R)$$

oraz

$$G_R = \frac{G_o}{1 + \beta G_o};$$

Spółczynnik sprzężenia zwrotnego:

$$\beta = \frac{V_k}{V_2} = \frac{SZ_k}{SR_a} = \frac{Z_k}{R_a};$$

Ostatecznie wzmocnienie z reakcją ujemną jest określone przez wzór:

$$G_R = \frac{G_o}{1 + SZ_k}; \text{ (bowiem } G_o = SR_a)$$

Powracając do powyższego przykładu, obliczymy:

wzmocnienie dla f = 1000 c/s

$$-G_R^{I} = \frac{1 + SZ_k^{I}}{SR_a} = \frac{5 \times 2000}{1 + 5 \cdot 15,9} = 9,25$$

wzmocnienie dla f = 20c/s

$$G_R^{II} = \frac{SR_a}{1 + SZ_K^{II}} = 2,42$$

Z przytoczonego przykładu widać, że zmniejszenie wzmocnienia jest zależne od częstotliwości, a więc jako takie musi wprowadzić zniekształcenie amplitudy i fazy. (Z_k jest wielkością zepoloną).

Aby mieć obraz wpływu obwodu C_k R_k na charakterystykę należy określić spółczynnik nierówności N_k i kąt przesunięcia fazy φ_k. Postępując podobnie jak w wypadku obwodu sprzęgającego R_2 C_2 otrzymamy:

$$N_k = \frac{G_R}{G_o} = \frac{1}{1 + SZ_k};$$

ponieważ $Z_k = \frac{(-jX_k) R_k}{R_k - jX_k}$, więc przy założeniu $R_k >> X_k$ przyjmie postać: $Z_k = -jX_k$, zatem nierównomierność charakterystyki spowodowana obwodem C_k R_k wyrazi się równaniem:

$$N_k = \frac{1}{1 - jSX_k}$$

Z równania tego po usunięciu z mianownika liczby urojonej obliczymy kąt φ_k i bezwzględną wartość N_k;

$$N_k = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{S}{\omega C_k}\right)^2}} = \cos. \varphi_k \quad (13)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_k = \frac{S}{\omega C_k}$$

Trzecim źródłem zniekształceń zależnych od częstotliwości jest obwód ekranu lampy tj. R_E C_E. Ponieważ jednak prąd ekranu stanowi ca 10% prądu anody i nachylenie charakterystyki ekranu — 12% nachylenia charakterystyki siatki sterującej, efekt jest znacznie mniejszy i może być pominięty, gdy stała czasu

$$R_E C_E > 3 \frac{1}{f_{min}}$$

Całkowita impedancja ekranu jest głównie opornością pojemności C_E i kiedy przy zniekształceniach obwodu katody przy $SZ_k = 1$ wzmocnienie spada do połowy, to w obwodzie ekranu, przy $SZ_E = 2$ wzmocnienia spada o 2%.

Czwartym i ostatnim źródłem zniekształceń jest oporność źródła zasilania tzn. głównie oporność filtru wyjściowego (Z_z) rys. 4. Zastosowanie specjalnego filtru R — C zmniejsza te, zniekształcenia. Oprócz tego taki filtr może korygować albo obód R_1 C_1, albo R_2 C_2, ale nie jednocześnie, o czym powiedziane będzie później.

Jak widać z wyżej przeprowadzonych rozważań, poszczególne obwody zniekształcają cha-

rakterystykę częstotliwości i fazy, wywołując spadek wzmocnienia i przesunięcia kątowe częstotliwości wzmacnianych.

Aby znaleźć wypadkową charakterystykę, należy określić poszczególne spółczynniki nierównomierności i poszczególne kąty przesunięć fazowych i w ogólnym wypadku iloczyn pierwszych da nam ogólną charakterystykę częstotliwości, zaś suma algebraiczna drugich — wypadkowe przesunięcia fazowe.

$$N_w = N_s \cdot N_k \; N_E; \qquad \Phi_w = \Phi_s + \Phi_k + \Phi_E$$

Oczywiście, że bezwzględne wzmocnienie układu wyrazi się wzorem:

$$G_w = G_o N_w ;$$

Co się tyczy zmniejszania względnie usuwania zniekształceń to trzeba podejść do tego zagadnienia następująco:

1) dobrać takie elementy obwodów R i C, aby dla najmniejszej częstotliwości istniejące zniekształcenia leżały jeszcze w dozwolonych granicach. Jest to jednak kosztowne, a często niemożliwe. Bo wyobraźmy sobie np. że dla zmniejszenia zniekształceń należy pojemność sprzęgającą C znacznie zwiększyć (rząd μF). Ze względu na duże wymiary C_2, wzrośnie pojemność szkodliwa C_t, co pogorszy własności w górnej części charakterystyki. Oprócz tego duża pojemność C_2 może spowodować wzbudzenie układu na małej częstotliwości.

2) skompensować zniekształcenia w obwodach, w których nie udało się ich zmniejszyć z różnych względów do wartości dozwolonych (warunki techniczne, koszt.).

Przy określaniu dozwolonych granic zniekształceń należy przede wszystkim wyjść z założenia maksymalnego dopuszczalnego kąta przesunięcia, który przyjmujemy równym 2^0 i odpowiednio do tego otrzymamy poniższe zależności.

1. Dla obwodu siatki:

$$tg\ \varphi_s \cong \varphi_s = \frac{1}{\omega_{min} \cdot C_2 \cdot R_2}$$

dla $f_{min} = 25$ c/s

$$R_2C_2 \geqslant 0{,}182 \text{ sek}$$

Nie należy obierać: $R_2 > 1\ M\Omega$ oraz $C_2 > 0{,}1\ \mu F$,

2. Dla obwodu katody:

$$tg\ \varphi_k \cong \varphi_k = \frac{S}{\omega C_k} \qquad \text{dla } f_{min} = 25c/s.$$

$$C_k \geqslant 0{,}182\ S$$

Pojemność C_k nie powinna być większa od 300 μF.

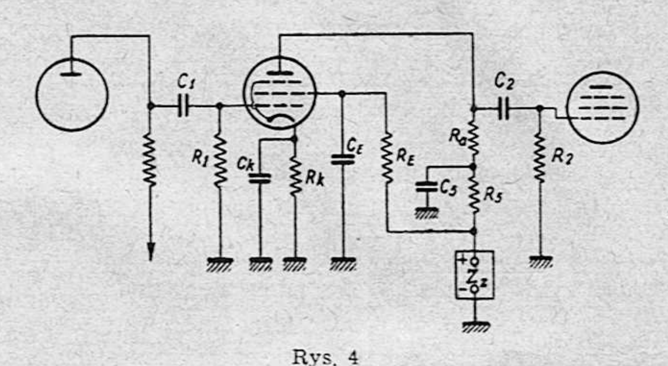
3. Dla obwodu ekranu, dla zmniejszenia zniekształceń do granic dozwolonych, należy przyjąć:

a) $$SX_E = \frac{S}{\omega C_E} = 2;$$

b) $$R_E C_E = \frac{3}{f_{min}};$$

Obecnie wyjaśnimy i podamy sposoby kompensacji:

Jako pierwszą omówimy kompensację obwodu siatkowego R_1 C_1 lub R_2 C_2 (rys. 4.)



Rys. 4

Układ wzmacniacza skorygowanego.

Jak już wiemy, w miarę obniżania się częstotliwości, coraz to mniejsza część napięcia anodowego jest przenoszona na siatkę następnej lampy.

Aby zneutralizować to działanie, należy tak zbudować obwód anodowy, aby w miarę spadku częstotliwości, oporność obwodu anodowego rosła i to w tym samym stosunku w jakim spada napięcie na R_2.

Korrekcję tę uzyskujemy przez załączenie w szereg z oporem anody R_a, pojemności C_5 do ziemi oraz zasilenie układu napięciem stałym przez oporność R_5 w punkcie połączenia R_a z C_5 (rys. 4).

Przy bardzo małej częstotliwości oporność w anodzie będzie równa $R_a + X_5$, zaś w miarę wzrostu częstotliwości, oporność X_5 maleje, tak że przy odpowiednio dużej częstotliwości w obwodzie anody znajduje się tylko R_a.

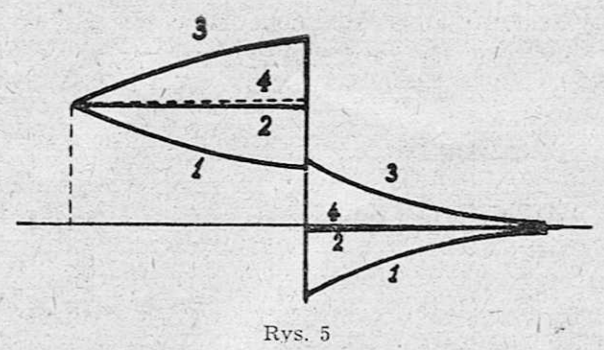
Rachunkowo wyrazimy to następująco:

1. spółczynnik przenoszenia napięcia przez obwód R_2 C_2 wynosi:

$$k_2 = \frac{R_2}{R_2 - jX_2}$$ i jest mniejszy od jedności.

2. spółczynnik korrekcji obwodu anodowego tzn. spółczynnik przenoszenia tego obwodu wyraża się:

$$K_5 = \frac{R_a + Z_5}{R_a}$$ i jest większy od jedności.



Rys. 5

Kształt napięcia prostokątnego przy stosowaniu kompensacji. Oznaczenia: 1 — niedokompensowany, 2 — skompensowany, 3 — przekompensowany, 4 — fala prostokątna.

Aby korekcja była zupełna, wypadkowy spółczynnik przenoszenia k musi być równy jedności.

$$k = k_2 \,.\, k_5$$

Skąd

$$\frac{R_2}{(R_2 - jX_2)} \times \frac{(R_a + Z_5)}{R_a} = 1 \quad \cdot \cdot \; (15)$$

Lewa strona tej równości stanowi liczbę zespoloną.

Zakładając, że $R_5 >> X_5$ otrzymamy, że $Z_5 = - jX_5 \left(\text{bo } Z_5 = \frac{(-jX_5)\, R_5)}{R_5 - jX_3} \right)$

Rozwiązując równanie (15) otrzymamy:

$$R_2 R_a - jR_2 X_5 = R_2 R_a - jR_a X_2$$

$$R_2 X_5 = R_a X$$

$$R_2 C_2 = R_a C_5 \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \; (16)$$

$$\left(\text{bo} \quad X_n = \frac{1}{\omega C_n} \right)$$

Otrzymany warunek (16) jest jednocześnie warunkiem amplitudy i fazy. A więc ta korrekcja jest idealna przy założeniu $R_5 \cong \infty$. W praktyce jednak $R_5 > 20\ X_5$ przy częstotliwości najniższej oraz jest kilkakrotnie większy od R_a. Wprowadzone zniekształcenia ze względu na nieutrzymanie warunku $R_5 \neq \infty$ leżą w granicach dozwolonych.

Ponieważ $R_2\ C_2$ wprowadza $+ \varphi_5$, zaś $R_a\ C_5$ wprowadza $- \varphi_5$ więc może się zdarzyć przy nieodpowiedniej kompensacji, że układ będzie niedokompensowany lub przekompensowany. Jest to łatwe do zaobserwowania przy badaniu wzmacniacza falą prostokątną (Rys. 5). d. c. n.

Lampy nadawcze i odbiorcze

Podobieństwa i różnice

Lampy elektronowe, jakie by nie były ich wielkości, rodzaje czy zastosowania pracują zawsze na tej samej zasadzie. Posiadają rozżarzoną elektrodę (katodę) emitującą elektrony. Posiadają elektrodę zbierającą (anodę), jeżeli nie wszystkie, to większość wyrzuconych z katody elektronów. Całość uzupełnia elektroda sterująca, zwana, więcej z tradycji niż z budowy i wyglądu — siatką. Siatka ta zbiera niekiedy pewną, raczej nieznaczną część elektronów, ale jest to wtedy raczej nieuniknioną konieczność niż potrzeba.

Bardziej skomplikowane lampy posiadają jeszcze pewne elektrody uzupełniające, jak np. ekran, siatka chwytna, druga siatka sterująca itp., służące dla nadania tym lampom specjalnego charakteru czy właściwości odpowiadających funkcjom spełnianym przez nie w urządzeniach radiowych.

Lampy elektronowe, stanowiące zespół używany np. do odbiornika superheterodynowego, różnią się jedna od drugiej danymi wewnętrznymi, liczbą i rodzajem siatek. Co zaś do ich wielkości oraz pobranej i zużytej mocy podzielić je można na dwie dość odrębne grupy. Jedną grupę stanowią wszystkie lampy wstępne, drugą lampy głośnikowe i prostownicze. Lampy wstępne pobierają na ogół po mniej niż 10 mA przy 250 woltach napięcia anodowego, co stanowi moc pobraną do 2,5 wata. Na żarzenie zużywa się poza tym jeszcze 1,25 do 2 watów. Lampy głośnikowe pobierają moc anodową około 10 najwyżej 20 watów, żarzeniową 6 do 10. Moc tracona na anodach lampy prostowniczej oraz pobrana przez jej żarzenie, jest nieco mniejsza.

Katoda emitująca ogromnej większości lamp odbiorczych jest oparta na zasadzie podżarzania pośredniego, co umożliwia zasilanie wprost z sieci. Rurka katody powleczona jest pastą tlenków baru i strontu i dzięki temu uzyskuje się bardzo wydajną emisję przy oszczędnym zużyciu mocy żarzenia.

Anody lamp elektronowych grzeją się na skutek wydzielania na nich mocy. W lampach odbiorczych jednak moc ta nigdy nie przekracza takiej granicy, aby zachodziła konieczność użycia odrębnych środków dla odprowadzania ciepła. To odprowadzanie ciepła, dzięki któremu temperatura bańki lampy nie przekracza dozwolonej granicy, nazywamy często chłodzeniem. Dla lamp odbiorczych wy-

starcza więc zawsze chłodzenie „naturalne“. Tak mówimy wtedy, gdy nie robi się żadnych specjalnych środków, np. wentylatorów. Oczywiście, że pewne zabiegi dla umożliwienia samoczynnego krążenia powietrza zawsze są przedsięwzięte, a więc tylna ścianka odbiornika oraz chassis mają otwory — ale to już wszystko.

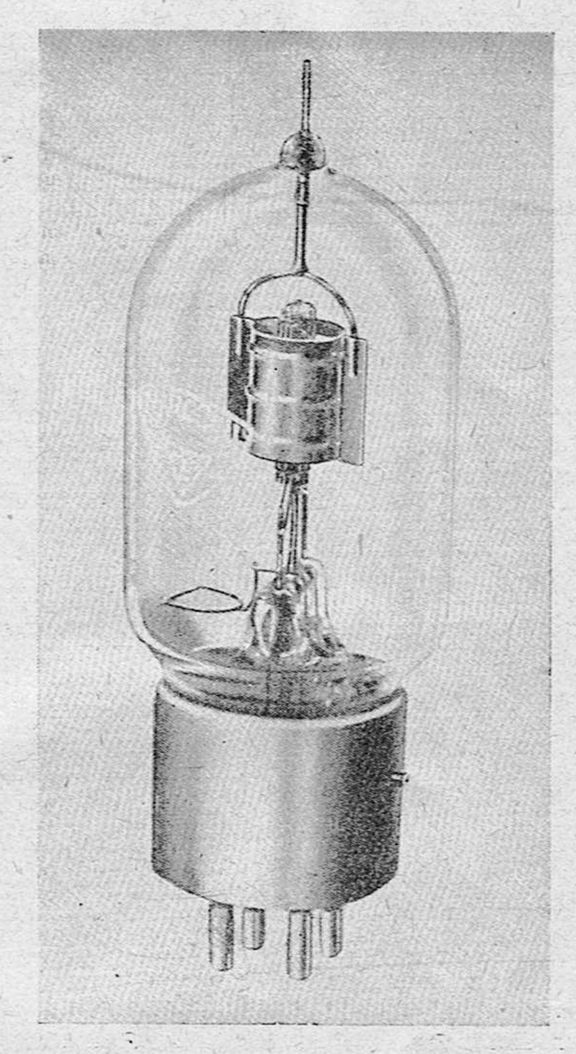
Prądy przepływające przez przewody doprowadzające z nóżek lamp do elektrod położonych wewnątrz bańki, są bardzo niewielkie i nie sprawiają żadnych prawie kłopotów ani trudności. Doprowadzenia te muszą przechodzić przez szkło bańki i tu leży jedna z największych trudności wykonania lampy elektronowej. Aby bowiem nie było pęknięć w miejscu spojenia metalu ze szkłem, spółczynnik rozszerzalności metalu i szkła musi być ściśle jednakowy. Własności takie ma pewien stop zwany fernico (żelazo - nikiel - kobalt) i on właśnie jest do tego celu powszechnie stosowany.

Sprawa sprawności, tj. stosunku mocy oddanej do mocy dostarczonej do lampy, nie odgrywa w lampach odbiorczych zasadniczej roli. Pewnego znaczenia nabiera ona przy lampach głośnikowych, ale na ogół żadnych specjalnych zabiegów ani układów się nie stosuje.

Napięcie anodowe zasilania lamp odbiorczych nie przekracza na ogół 250 woltów i nie sprawia większych kłopotów pod względem izolacji.

Specjalne trudności przedstawia wzmocnienie napięć wysokiej częstotliwości. Główną przeszkodą są tutaj pojemności międzyelektrodowe, a zwłaszcza pojemność siatka — anoda. Pojemność tę sprowadza się prawie do zera za pomocą siatki ekranującej, która jednak wymaga odrębnego zasilania i wpływa, nieraz zresztą w sposób dodatni, na właściwości lampy.

Lampy nadawcze nie różnią się w swej zasadzie od lamp odbiorczych. Choć mamy tu na myśli raczej duże typy tych lamp, to praca ich jest zupełnie analogiczna. Katoda, jako źródło elektronów, musi jednak podołać zapotrzebowaniu prądu emisyjnego, którego wartość sięga nieraz dziesiątków amperów. Ze względu na to oraz na wysokie temperatury panujące we wnętrzu, stosuje się wyłącznie włókna z tungstenu, zwanego inaczej wolframem. W wielkich lampach nadawczych trudno właściwie mówić o włóknie, katoda jest zbudowana z grubych, nieraz np. 6-milimetrowych drutów, rozżarzonych do białości. Dla osiągnięcia potrzebnej emisji katoda musi bowiem mieć dostateczną powierzchnię, zaś jej temperatura musi być odpowiednio wysoka, jak tego wymaga tungsten. Z tego jednak wynikają poważne niedogodności i trudności. Przede wszystkim moc dostarczana a niezbędna do rozżarzenia katody jest dla wielkich lamp ogromna. Podamy dla przykładu, że lampa CAT14, o dopuszczalnej stratności anodowej 150 kilowatów, zużywa na żarzenie prąd 460 amperów przy napięciu 32,5 wolta. Proste



Rys. 1

Mała lampa nadawcza mocy 50 watów o chłodzeniu naturalnym. Anoda wyprowadzona przez wierzch. Nóżki podstawki typu ciężkiego. Przystosowana do pracy na b. wysokich częstotliwościach (do 120 Mc/s).

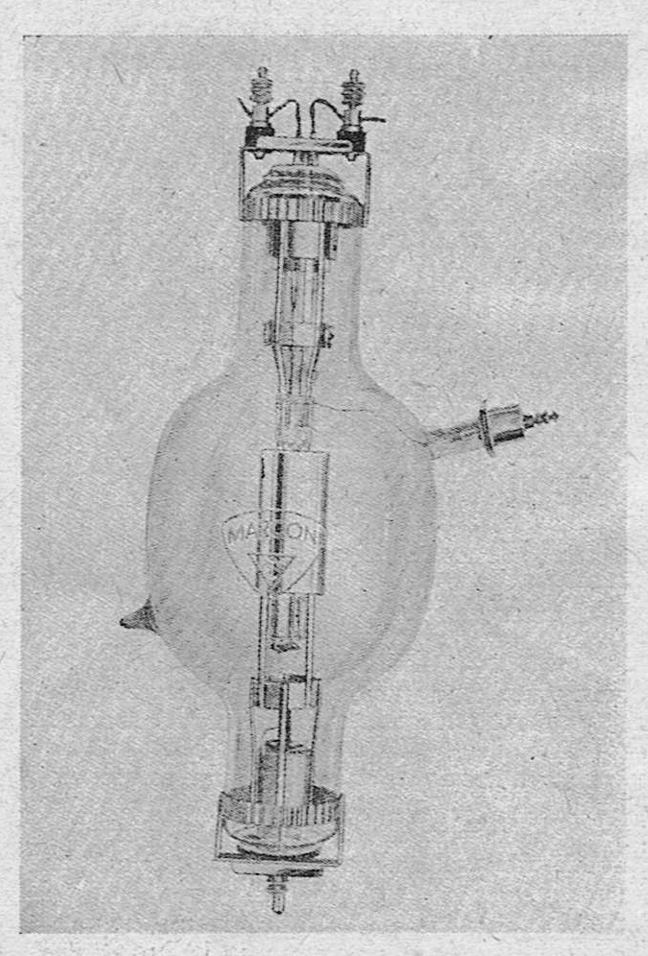
przemnożenie wykazuje, że moc żarzenia wynosi około 15 kilowatów. Trzeba zaś sobie od razu uświadomić, że z mocy tej tylko znikomy ułamek zużywa się na właściwą, zamierzoną czynność, a mianowicie emisję elektronów. Reszta, a właściwie prawie całość, potrzebna jest do utrzymania potrzebnej wysokiej temperatury.

Ostatnio, dla lampy co prawda nie największej mocy lecz raczej średniej do 10 lub 20 KW. zaczęto stosować katody tungstenowe torowane, o zredukowanej mocy i temperaturze żarzenia, przy dostatecznej emisji. Ich trwałość nie została jednak jeszcze dostatecznie wypróbowana.

Przejście tak ogromnych prądów przez przeprowadzenia poprzez szkło stwarza bardzo poważne problemy. Stosowanie przekrojów przewodów zwymiarowanych tak, aby się nie grzały jest niemożliwością. Otwory w szkle byłyby zbyt wielkie (w wypadku poprzednim około 20 mm) i nie dałyby się wykonać w sposób szczelny i odporny na temperaturę. Robi się więc otwory niewielkie, a przewody chłodzi się sztucznie, prądem powietrza lub wody, tak aby ich temperatura nie przekroczyła dozwolonej górnej granicy.

Katody tlenkowe nie wytrzymują tak wysokich temperatur ani napięć, jakie panują w lampach nadawczych. Toteż nie stosuje się ich, z wyjątkiem zupełnie małych mocy, np. do 100 watów. Z tego też względu nie ma tu katod żarzonych pośrednio.

Ponieważ katody lamp nadawczych są żarzone bezpośrednio, żarzy się je przeważnie przy pomocy prądu stałego. Wielkie radiostacje mają ogromne generatory napędzane nie mniejszymi motorami, które dostarczają prądów rzędu tysiąca i więcej amperów do potężnych szyn miedzianych, z których z kolei czerpie swój prąd każda poszczególna lampa. Ponieważ na szynach panuje określone napięcie, wyznaczane przez napięcie potrzebne dla największej lampy, każda więc lampa musi mieć opornik redukcyjny, indywidualnie regulowany.



Rys. 2

Średnia lampa nadawcza mocy 800 watów o chłodzeniu naturalnym. Anoda wyprowadzona u dołu, siatka z boku, żarzenie u góry. W czasie normalnej pracy anoda żarzy się do biało-czerwonego żaru.

Stosowanie prądnic żarzenia ma swoje poważne wady i zalety. Pierwszą zaletą jest to, że przy załączaniu napięcie żarzenia podnosi się od zera stopniowo i powoli, za pomocą ręcznych lub silnikowych regulatorów. Wiemy bowiem dobrze, że na zimno oporność włókna żarzenia jest znacznie mniejsza, rzędu 6 — 8 razy, od włókna nagrzanego. Gdybyśmy więc na lampę wielkiej mocy dali z nagła pełne napięcie żarzenia — popłynąłby prąd wielokrotnie większy od nominalnego. Prąd ten byłby tak wielki, że wywiązane siły mechaniczne rozepchnęłyby i powyginały grube pręty włókna, powodując trwałe uszkodzenie lampy. Toteż wytwórnie lamp ograniczają dozwolony „prąd rozruchowy" do bezpiecznej granicy.

Aby dostosować się do tej reguły, stosuje się na stacjach nadawczych tzw. blokadę. W odniesieniu do żarzenia oznacza to, ze połączenia i zabezpieczenia są tak dokonane, że nie można uruchomić prądnicy, jeżeli nie nastawiło się uprzednio regulatora napięcia na najmniejsze napięcie. Daje to gwarancję, że zacznie się od najniższego napięcia, nieomal od zera, i stopniowo będzie się je łagodnie podnosić.

Drugą zaletą żarzenia z prądnic prądu stałego jest to oczywiście, że nie ma miejsca buczenie sieciowe, jakie nieuchronnie powoduje prąd zmienny przepływający we włóknie.

Buczenie powstaje z dwóch powodów: przez wpływ pojemnościowy źródła prądu zmiennego na siatkę lampy oraz przez działanie magnetyczne prądu na przebieg elektronów w lampie. Po odpowiedniej konstrukcji, pierwszy powód raczej nieznacznie wpływa, zwłaszcza że odstępy elektrod są tu przecież dość pokaźne. Drugi natomiast powód zwalcza się dwojako: albo daje się dwie lampy, żarzenia których przesunięte są w fazie o 90^0, albo stosuje się specjalne układy włókien rozstawione na wierzchołkach sześciokąta foremnego i żarzy się je naprzemian prądem trójfazowym. W ten sposób większość wpływu magnetycznego prądu żarzenia znosi się i uzyskuje się zupełnie zadowalające wyniki. Warunkiem wszakże tych dobrych wyników jest nadzwyczaj precyzyjne ustawienie włókien w przestrzeni i to zarówno na „zimno" jak i przede wszystkim na „gorąco". W ten ostatni sposób robi sie obecnie pewne typy lamp, specjalizuje się w tej konstrukcji jedna wytwórnia. Trudności muszą jednakże być znaczne ponieważ znane są inne wytwórnie, które robiły lampy żarzone wielofazowo, a potem poniechały ich wykonywania.

Zaleta stosowania transformatorów do żarzenia jest najzupełniej oczywista. Nie wymagają one żadnej prawie obsługi ani konserwacji. Nie potrzeba czyścić, szlifować i obtaczać kolektora, jak to ma miejsce w maszynach prądu stałego. Nie ma szczotek, które się wycierają i dają czasem wiele kłopotu na skutek iskrzenia. W ogóle maszyny zajmują wiele miejsca, robią silny hałas i wymagają obsługi i pieczy specjalistów. Wreszcie ich sprawność energetyczna jest stosunkowo niska.

Sprawa załączania żarzenia przy użyciu transformatorów została prosto i pomysłowo rozwiązana. W każdą z trzech faz zasilania włącza się szeregowo dławik redukujący mniej-więcej połowę napięcia. Napięcie pierwotne transformatora dobiera się odpowiednio do tych warunków, jego przekładnia nie będzie więc np. 220 : 32 lecz 110 : 32, co nie przedstawia najmniejszej specjalnej trudności. Indukcyjność dławika L daje wraz z opornością lampy r „stałą czasu" $T = \frac{L}{r}$, która opóźnia uzyskanie stałych warunków napięcia i prądu. Załącza się więc napięcie bezpośrednio i całkowicie, zaś napięcie i prąd w lampie rośnie bardzo powoli, tak jakby działał jakiś automatyczny regulator. To że oporność lampy jest mała na zimno daje w wyniku jeszcze dłuższą stałą czasu i jest właśnie powodem powolnego wzrostu prądu żarzenia.

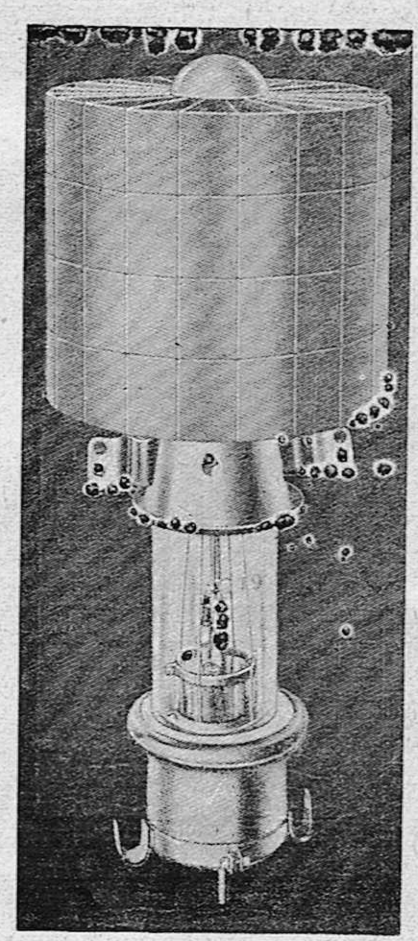
Stosowanie transformatorów do żarzenia powoduje, że wahania napięcia na sieci przenoszą się w całości na katody lamp. Jest to okoliczność niekorzystna i odbija się na pracy nadajnika. Toteż czasem stosuje się automatyczną regulację napięcia, choć jest to zabieg dość kosztowny. Natomiast maszyny prądu stałego są raczej mało wrażliwe na wahania napięcia sieci, która dotyczy bezpośrednio przecież tylko silnika napędowego. Poza tym łatwo tu o ręczną, a nawet automatyczną regulację napięcia żarzenia.

Doprowadzenia siatek lamp nadawczych sprawiają na ogół mniej kłopotu choć czasem nie jest to sprawa prosta. Przez lampę płyną mianowicie silne prądy pojemnościowe sięgające wielu amperów, i wartości te wzrastają wraz ze skróceniem długości fali. Płynie tędy również dość znaczny prąd elektronowy, ponieważ większość lamp nadawczych jest silnie sterowana w obszar dodatnich napięć siatki. Z tego powodu, przy większych typach lamp stosuje się czasem dmuchanie prądu powietrza na przejście przewodu siatkowego przez szkło. Konstrukcja siatek lamp nadawczych musi być bardzo solidna, ze względu na wysoką temperaturę, przede wszystkim katody. Najmniejsza niesolidność w tym punkcie powoduje odkształcanie drucików siatki, a potem łatwo już o zwarcie „na gorąco" między włóknem a siatką. Jest to jeden z najczęstszych defektów lamp nadawczych.

Druty, z których zrobiona jest siatka znajdują się z konieczności w bardzo niewielkiej odległości, około kilku lub kilkunastu milimetrów, od włókna rozżarzonego do temperatury przeszło 2000° C. O wysokości tej temperatury daje pojęcie fakt, że roztopione żelazo ma tylko około 1600° C. Siatka nagrzewa się silnie od rozpalonego włókna, a jednak nie powinna w tych warunkach ani się odkształcać, ani wydzielać zawartych w sobie („okludowanych") gazów, ani też nie powinna emitować elektronów (emisja siatki). Są to warunki trudne do spełnienia. Na druty siatki lamp wielkiej mocy stosuje się odpowiednie, odporne na temperaturę metale, najczęściej molibden.

Dodajmy jeszcze, że przy dużych lampach, moc stracona w siatce może wynosić kilka kilowatów, a to na skutek przepływu prądu siatkowego.

O siatce ekranującej w ekranówkach lub pentodach nadawczych większej mocy nie ma wiele do powiedzenia. Jej warunki pracy są na ogół łatwiejsze, znajduje się bowiem dalej od katody, zaś moce tracone na skutek prze-



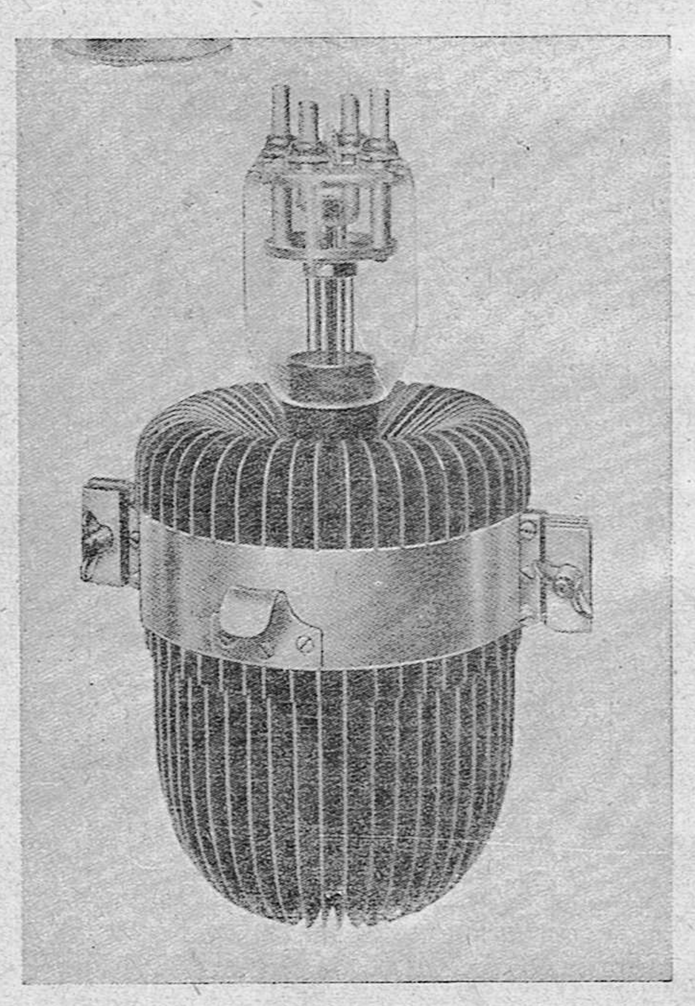
Rys. 3

Średnia lampa nadawcza mocy do 1100 watów, o chłodzeniu sztucznym prądem powietrza poprzez radiator przymocowany do anody wyprowadzonej na zewnątrz. Należy zwrócić uwagę na dużej średnicy spojenie szkła z metalem anody.

pływu prądu są niewielkie. Największa znana pentoda nadawcza ma moc straconą na anodzie (dopuszczalną) 10 kW. Na ogół jednak w nadajnikach radiofonicznych spotyka się lampy ekranowane lub pentody tylko w początkowych stopniach. Ponieważ częstotliwość nadawania jest przeważnie niezmienna, można łatwo i prosto usunąć wpływ pojemności siatka - anoda za pomocą neutralizacji.

Przejdziemy teraz do anody, której konstrukcja, zasilanie i w ogóle „obsługa" stanowi największy kłopot w wielkich nadajnikach. Możemy tutaj wyodrębnić od razu trzy wielkie grupy, a mianowicie lampy stosunkowo małe do około 800 watów stratności na anodzie, średnie od 1 do 5 kilowatów oraz wielkie do 150 kilowatów.

Lampy zaliczone do pierwszej kategorii nie wymagają specjalnego, sztucznego chłodzenia. Oczywiście trzeba dbać o to, aby powietrze mogło się samoczynnie wymieniać, ewentualnie daje się wentylator, który wyciąga powietrze z danego pomieszczenia, ale odrębnego dmuchania na samą bańkę lub jej część lampy te nie wymagają. Anody tych lamp robione są przeważnie z molibdenu i rozgrzewają się do czerwonego żaru, a nawet do białości. W tych warunkach trzeba sobie wyobrazić, że siatka czuje się dosłownie jak między młotem a kowadłem. Anoda w takiej temperaturze nie powinna się odkształcać, emitować prądu („emisja pierwotna z anody"), a nade wszystko nie wydzielać gazów. Szkło bańki też musi spełniać swe zadanie utrzymywania kształtu i próżni i nie może pękać. Nie jest to, jak widzimy, zadanie łatwe i stosuje się do lamp szkła specjalne, wysokowartościowe.



Rys. 4

Duża lampa nadawcza mocy 10 kilowatów, o chłodzeniu sztucznym prądem powietrza poprzez radiator skrzydełkowy przyspawany do anody. Poprzez szkło widać pręty, na których niżej trzyma się siatka, oraz przewody katody.

Sprawa utrzymywania doskonałej próżni w lampach tej kategorii jest bardzo trudnym zadaniem. Wszystko tam jest nadzwyczaj gorące: katoda, anoda wreszcie szkło. Przy takich temperaturach wszelkie ślady gazów okludowanych zostaną wypędzone i pogorszą próżnię. Przy produkcji wygrzewa się więc te elektrody za pomocą prądów wielkiej częstotliwości do białego żaru i to w czasie gdy lampa jest jeszcze w trakcie wypompowywania. Nie stosuje się tu natomiast tzw. getterów, czyli próżnio - trzymaczy, jak widzimy w postaci metalicznego nalotu na bańkach lamp odbiorczych. Substancje te bowiem nie wytrzymują wysokiej temperatury. Anody niektórych lamp powleczone są rzadkim metalem — cyrkonem, który ma własność pochłaniania gazów.

Anody lamp nadawczych tego typu robi się ostatnio również i z grafitu. Grafit ma większą masę, a więc mniej się rozgrzewa. Ma on też w pewnej mierze własność pochłaniania resztek gazów.

Następną kategorię stanowią lampy większej mocy, które wymagają sztucznego chłodzenia. W tym celu anoda zmienia swą konstrukcję i położenie. Jeżeli w poprzednim typie miała ona kształt cylindra i zrobiona była przeważnie z cienkiej blachy a umieszczona była w mniej lub więcej obszernej bańce szklanej, to w tych większych typach wychodzi ona na powierzchnię i stanowi główny element konstrukcyjny lampy. Robi się ją w postaci cylindra, przeważnie z miedzi. Do tego cylindra przymocowany jest szczelnie drugi cylinder ze szkła, stanowiący przedłużenie tamtego i do tego szkła przymocowana jest katoda oraz siatka. Końcówki tych elektrod stanowią zakończenie przejść ich przez szkło.

Do cylindra anody przymocowany jest tzw. radiator, również z miedzi, czasem z żelaza. Są to skrzydełka rozchodzące się promieniście i zamknięte zagięciami. Lampę zamocowuje się w odpowiednim pomieszczeniu i dmucha się powietrze poprzez skrzydełka. Dla mocy np. 1KW należy przedmuchiwać około 150 litrów powietrza na minutę, przy czym jest wskazane, aby złączenie metalu anody ze szkłem miało dodatkową dmuchawkę, po prostu w po-

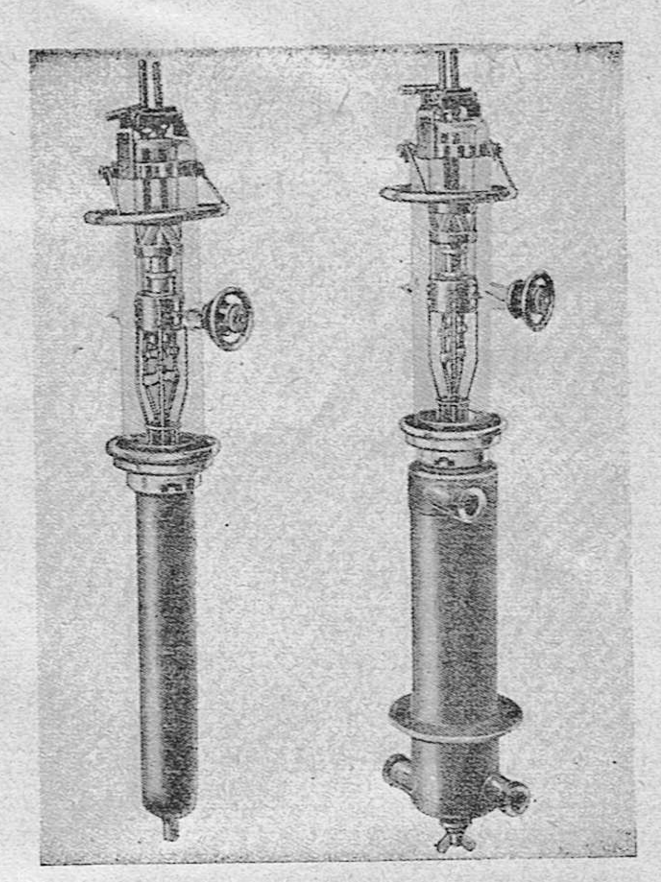
staci lejka złączonego z ogólnym obiegiem powietrza.

Dla większych nieco mocy radiator skrzydełkowy jest już przylutowany do anody. Zaczynając od 2,5KW konieczna jest taka konstrukcja, zaś przepływ powietrza musi być bardzo energiczny. Dla tej mocy wynosi on na przykład już 5 metrów sześciennych na minutę. Idąc dalej na tej drodze zbudowano lampy o stratności anodowej do 20 KW, dla których przepływ powietrza musi wynosić aż 25 — 30 m^3 na minutę. Aby uzyskać tak silny obieg, radiator lampy wstawia się do cylindra porcelanowego. Cylinder ten złączony jest miękką a szczelną rurą płócienną z dyszą wentylatora uruchamianego silnikiem. Każda lampa ma swoje własne takie urządzenie. Nagrzane powietrze rozchodzi się po sali aparatowej i nagrzewa ją, czasem nadmiernie, co zmusza z kolei do energicznego usuwania powietrza na zewnątrz. Toteż czasem stosuje się obieg kanałami powietrznymi i nagrzane powietrze wyrzuca się wprost na zewnątrz, bądź też używa się go częściowo czy całkowicie do nagrzewania różnych pomieszczeń, jednak w sposób kontrolowany, zależnie od woli i uznania obsługi.

Powietrze, dmuchane od dołu radiatora, nagrzewa się wzdłuż swej, niedługiej zresztą drogi i im wyżej, tym wyższą ma temperaturę. Na skutek tego wyższe części anody są mniej energicznie chłodzone niż dolne. Podzielono więc radiator poprzecznymi przekładkami, na trzy piętra i stworzono trzy równoległe obiegi powietrza. Chłodzenie jest w ten sposób bardziej energiczne i osiągnięto już stratność rzędu 50 KW. Dwie pary takich lamp (wzmacniacz końcowy i modulator) wystarczają do stworzenia nadajnika 150 KW i więcej. Jeżeli żarzenie będzie bezpośrednio z prądu zmiennego, wszelkie maszyny obrotowe z wyjątkiem wentylatorów będą zbędne i nadajnik będzie takim, jaki się dziś nazywa „nowoczesnym". Dodajmy jeszcze, że wentylatory poruszane zwykłymi silnikami, asynchronicznymi, sprawiają, mimo pokaźnych nieraz rozmiarów, najmniej stosunkowo kłopotów i pracują spokojnie całymi latami.

Lampy wielkiej mocy, poczynając od mniej więcej 10 KW, były od dawna chłodzone obiegiem wody. Woda ma dużą pojemność cieplną i z łatwością odprowadza nagromadzone ciepło. Temperatura anody jest oczywiście stosunkowo bardzo niska i nie może przekraczać 65° C, podczas gdy części szklane tej samej lampy osiągają znacznie wyższe temperatury i powinny być chłodzone dmuchawkami. Zwłaszcza chłodzenie wyprowadzenia katod oraz spojenie szkło - metal anody jest niezbędne.

Woda stosowana do chłodzenia anod musi być dystylowana. Ze względu na wysokie napięcie dodatnie panujące na anodzie, na tej ostatniej powstałby osad zawartości ciał stałych zwykłej wody i tylko użycie wody chemicznie czystej usuwa to niepożądane zjawisko. Mimo tego środka ostrożności, powierzchnie anod trzeba od czasu do czasu spłukiwać w kwasie solnym, aby powstały osad usunąć. Osad ciał stałych zmniejsza przekazywanie ciepła od metalu do wody i grozi lampie przegrzaniem.

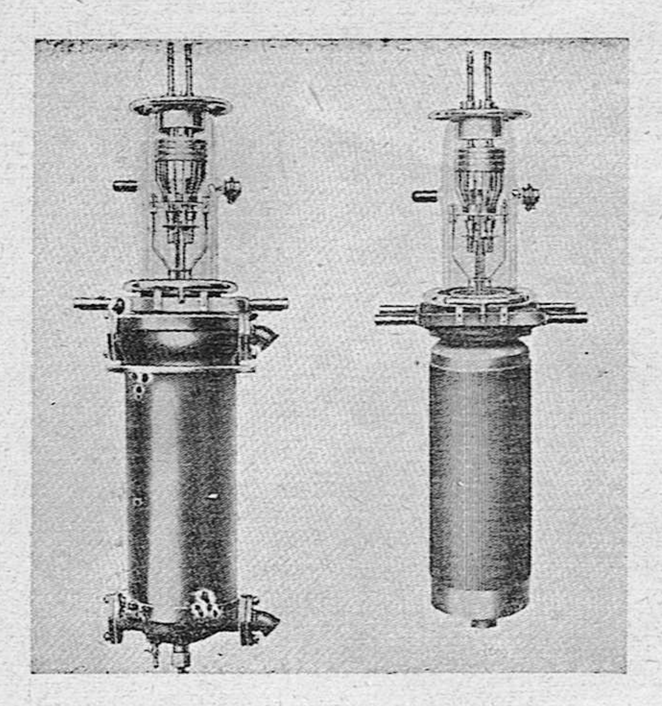


Rys. 5

Duża lampa nadawcza mocy 12 KW, chłodzona obiegiem wody dystylowanej. Z prawej strony lampa osadzona w płaszczu wodnym, przez który przepływa woda chłodząca. Końcówka siatki znajduje się na szkle z prawego boku, katoda od góry.

Woda przepływa wzdłuż całego obiegu, od zbiorników, chłodni, pomp itd., rurami metalowymi. Ponieważ anody są pod wysokim napięciem, muszą one być należycie izolowane i ta konieczność dotyczy również obiegu wodnego. Od rur obiegowych prowadzi się więc wodę dystylowaną poprzez tzw. wężownice, czyli zwojnice z węża gumowego. Długość węża powinna mniej więcej wynosić około jednego metra na tysiąc wolt napięcia anodowego. Wężownica składa się z dwu węży, jeden na dopływie, drugi na odpływie wody. W bardziej nowoczesnych instalacjach stosuje się wężownice porcelanowe, guma bowiem przyczynia się do powstawania osadu na anodach lamp.

Ponieważ chłodzenie anod, doprowadzeń katod, spojeń szkło - metal jest warunkiem nieodzownym pracy wielkiej lampy nadawczej



Rys. 6

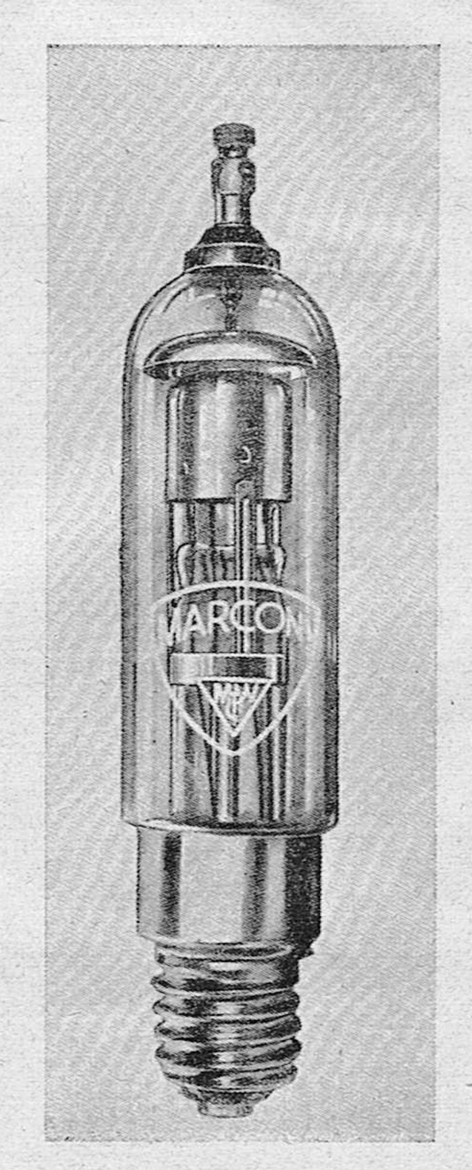
Wielka lampa nadawcza o mocy 150 KW. Widać nosidła do przenoszenia (waga 30 kg). Z lewej strony ta sama lampa w swoim płaszczu wodnym, gdzie na minutę musi przelatywać 150 litrów wody. Lampę taką wkłada się do płaszcza wodnego znajdującego się w aparaturze za pomocą specjalnej niewielkiej windy. Wyprowadzenia katody są chłodzone tu prądem wody. Na spojenie szkło - metal anody dmucha strumień powietrza. Dwie takie lampy dają moc w. cz. 200 KW.

i nie może ustać ani na chwilę, wiąże się ta skompilkowana instalacja z wspomnianą już wyżej przy innej okazji, tzw. blokadą. Zachowana być musi mianowicie kolejność załączania: najpierw chłodzenie (wodne i powietrzne), potem żarzenie (stopniowo), dalej napięcie siatkowe, wreszcie dopiero anodowe (też stopniowo, choć szybko). Tak samo i odwrotnie, tj. gdy zabraknie np. chłodzenia, wszystkie napięcia muszą natychmiast zostać wyłączone.

Nawet po wyłączeniu wszystkich napięć (np. przerwa w dopływie prądu) pozostaje w lampie wiele ciepła, które trzeba odprowadzić. Jeżeli chłodzenie jest wodne, woda przepływa jeszcze pewien czas, gromadzi się ją bowiem w kotle pod ciśnieniem około 3 atmosfer. Natomiast chłodzenie powietrzne ustaje prawie że natychmiast, co powoduje, że lampy chłodzone wyłącznie powietrzem są nieco bardziej narażone na szwank.

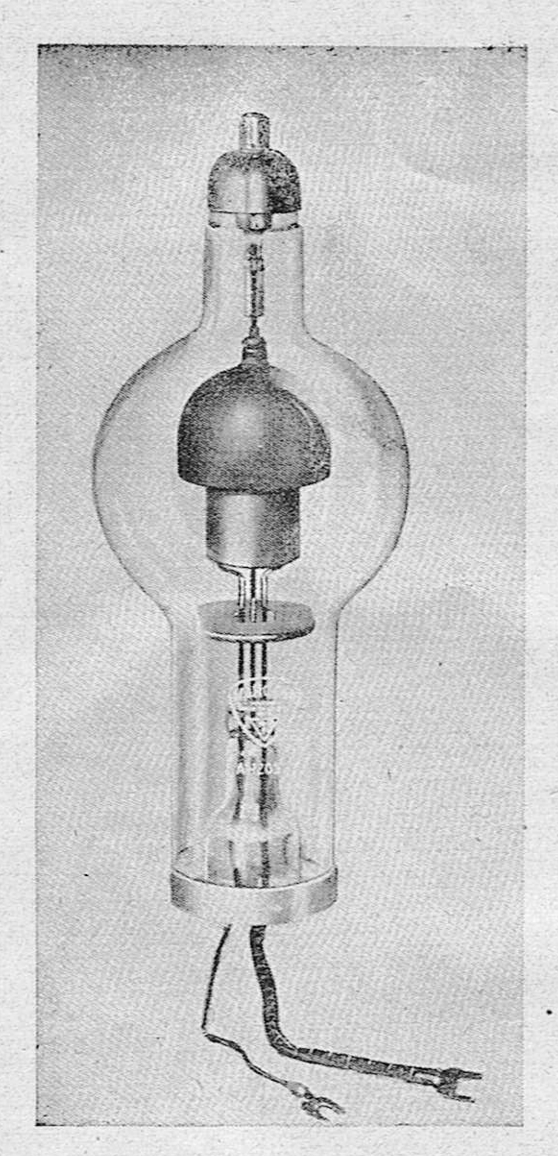
Uzyskanie wielkich mocy przy dużej sprawności jest możliwe jedynie przy zastosowaniu wysokich napięć anodowych. W nadajnikach radiofonicznych spotykamy najczęściej wartości od 10 do 16 tysięcy wolt. W tych warunkach personel radiostacji musi być zabezpieczony od możliwości zetknięcia się z elementami pod wysokim napięciem. Poszczególne człony aparatury, a przede wszystkim lampy, są zamknięte drzwiami częściowo oszklonymi. Otwarcie tych drzwi przerywa „blokadę drzwiową" i powoduje natychmiastowe wyłączenie napięcia anodowego a często i siatkowego. Napięcie żarzenia, jako zupełnie bezpieczne, nie zostaje wyrzucone.

Napięcie anodowe rzędu 15 tysięcy wolt, to jeszcze nie wszystko. Wiemy dobrze, że przy takim napięciu źródła, na anodzie lampy modulacyjnej niskiej częstotliwości napięcie waha się pomiędzy 0 a 30000 woltów. Przy wzmacniaczu wielkiej częstotliwości, modulowanym w anodzie, napięcie waha się pomiędzy 0 a 60000 woltów. Nic więc dziwnego, że izolacja stoi w nadajnikach wielkiej mocy na pierwszym miejscu. Ale na zewnątrz lampy, w samej aparaturze można znaleźć dość miejsca dla izolatorów odpowiedniej wielkości. Natomiast wewnątrz lampy jest z koniecz-



Rys. 7

Mniejsza lampa prostownicza rtęciowa. Katoda mieści się w cylindrze, anoda ma kształt daszka tuż nad nią.



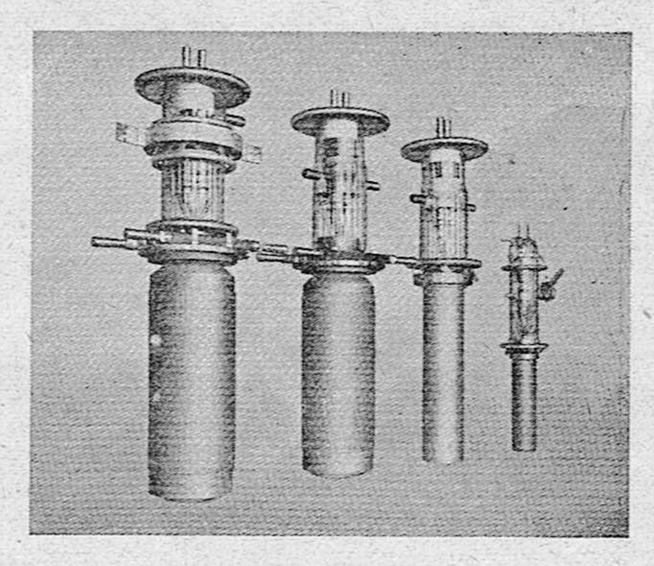
Rys. 8
Wielka lampa prostownicza rtęciowa na napięcie do 20 KV. Cylinder katody objęty przez grafitową półkulę anody. Rtęć zbiera się w dole bańki, tą też część trzeba utrzymywać w temperaturze 30—40° C.

ności ciasno. Między powierzchnią anody a drutami siatki jest odstęp najwyżej kilka centymetrów. Co prawda panuje tam doskonała próżnia, co daje większe zabezpieczenie od przebić — na szczęście. Jednak każdemu radiotechnikowi pracującemu z lampami wielkiej mocy znane jest przykre zjawisko chwilowych przeskoków anoda - siatka, lub anoda - katoda. Zwłaszcza lampy nowe muszą przejść taką dziecinną chorobę i odcierpieć kilka lub kilkanaście przeskoków. Trzeba zaś wiedzieć, że taki przeskok równa się prawie krótkiemu spięciu. Pod napięciem 15000 wolt daje to groźny efekt i wystawia na poważną próbę zarówno daną lampę jak i źródło napięcia anodowego. Po kilku takich przeskokach „punktowych", lampa najczęściej już potem pracuje bez zarzutu. Jesteśmy jednak pewni, że po takim opisie Czytelnicy zrozumieją dla czego katoda lampy wielkiej mocy musi być szczególnie solidna. Przeskoki punktowe rozniosłyby doszczętnie katodę tlenkową, jednak nie dają rady potężnej katodzie tungstenowej.

*

Nasz przegląd lamp nadawczych nie byłby kompletny bez umówienia typów i rodzajów lamp prostowniczych. Istnieje ich zasadniczo dwa: próżniowe i rtęciowe. Próżniowe obecnie wychodzą z mody i użytku a to dlatego, że są kosztowne, dają wysoki spadek napięcia na przestrzeni katoda - anoda, co łączy się z poważnymi stratami na anodzie, a dalej koniecznością chłodzenia anod wodą. Moc zużyta na żarzenie jest również znaczna, co prawda czerpie się ją zawsze z transformatorów (izolowanych na wysokie napięcie). Pracują one do dziś na starszych radiostacjach mniejszej mocy i praktycy uważają je za bardzo trwałe i pewne w pracy, nie robią one bowiem na ogół żadnych niespodziewanych przykrości.

Drugim rodzajem lampy prostowniczej, powszechnie dziś stosowanej, jest lampa rtęciowa. Katoda jej jest specyficznej konstrukcji, bardzo zwartej i prawie zupełnie zamkniętej. Dzięki temu mało zużywa się ciepła na jej rozgrzanie, co przy stosowaniu katody tlenkowej, daje ogromną oszczędność na żarzeniu. W bańce lampy znajduje się nieco płynnej rtęci. Po nagrzaniu lampy przez jej katodę (co powinno nastąpić na dość znaczny okres czasu przed załączeniem wysokiego napięcia) rtęć paruje. W atmosferze pary rtęci prostowanie odbywa się bardziej energicznie i spadek napięcia anoda - katoda nie przekracza kilkunastu woltów. Dzięki temu moc tracona na anodzie największych nawet lamp prostowniczych jest nieznaczna i lampa zasadniczo nie wymaga specjalnego chłodzenia. Daje się jednak niewielką dmuchawkę, która skierowuje lejkami



Rys. 9
Wielkie lampy nadawcze produkcji czechosłowackiej.

strumień powietrza na dolną część szyjki lampowej, po to jednak tylko, aby para rtęci skraplała się w określonej, najlepszej temperaturze (30 — 40° C). Wtedy bowiem ciśnienie tej pary wewnątrz bańki jest właściwe.

Lampy prostownicze rtęciowe nie obywają się jednak bez tzw. „defektu piękności". Tym ich defektem są tzw. zapłony zwrotne. Z niezbadanych dotychczas przyczyn od czasu do czasu przeskakuje prąd w kierunku odwrotnym do właściwego. Jest to równoważne zwarciu w układzie prostownika i wysokie napięcie musi natychmiast zostać wyłączone. Najczęściej zapłon zwrotny przechodzi bez śladu, podobnie jak wyładowanie punktowe w lampach nadawczych, można więc to napięcie wysokie po chwili załączyć z powrotem. Do tego służą nawet specjalne wyłączniki automatyczne, wyłaczające i włączające błyskawicznie.

Istnieją jeszcze i są stosowane lampy prostownicze rtęciowe z siatką. Za pomocą tej siatki można działanie lampy zahamować, gdy w aparacie wydarzy się zwarcie, przetężenie czy zapłon zwrotny. Szybko działające przekaźniki lub nawet urządzenia elektronowe zatrzymują działanie lamp. prostowniczych za pośrednictwem ich siatek po to, aby natychmiast po przejściu awarii załączyć je z powrotem do działania. Jeżeli powód przerwy utrzymuje się, po kilku próbach, prostownik wyłącza się ostatecznie, alarmując obsługę, która defekt usunie. Urządzenia do sterowania prostownika siatkami są bardzo skomplikowane i kosztowne, ale oddają kierownictwu i obsłudze radiostacji nieocenione usługi, redukując do minimum przerwy i ochraniając kosztowny sprzęt.

Na tym nasz przegląd pracy lamp nadawczych kończymy. Zrobiliśmy go nie od strony charakterystyk, obliczeń itd., ale od strony praktycznej, użytkowej. Mamy nadzieję, że Czytelnicy zrozumieją i ocenią pracę jaka się kryje w produkcji lamp i ich użytkowaniu w pracy radiostacji.

Kondensator sprzęgający

Kondensator sprzęgający anodę lampy poprzedzającej z siatką lampy następnej był przedmiotem wielu rozważań i nasz miesięcznik poświęcił mu już wiele uwagi. W artykule pt. „Sprzężenie RC przy wzmacnianiu impulsów" („Radio" Nr 7/8 1948) omówiliśmy mianowicie dwa aspekty pracy kondensatora sprzęgającego: przy tonie stałym oraz przy przebiegach nieustalonych, jakie spotykamy, gdy napięcie przekazywane ma kształt np. zębów piły, a zwłaszcza krzywej kwadratowej. Ta ostatnia (rys. 3) jest podstawowym przykładem stanów nieustalonych, a nawet ich krańcowym wypadkiem, ponieważ zmiany od przebiegu dodatniego do ujemnego zachodzą raptownie, bez żadnego, przynajmniej w teorii, okresu przejściowego. Krzywą kwadratową można oczywiście rozłożyć na częstotliwość podstawową (kształtu sinusoidalnego) oraz długi szereg harmonicznych. Aby otrzymać na wyjściu taką krzywą kwadratową bez zniekształceń, trzeba tę częstotliwość podstawową oraz wszystkie harmoniczne przekazać z zachowaniem proporcji ich amplitud oraz, co jest szczególnie nie łatwe do spełnienia z zatrzymaniem ich wzajemnym faz. Wzmacnianie impulsów kwadratowych jest miarą jakości wzmacniacza w wiekszej znacznie mierze niż charakterystyka częstotliwości. Zwłaszcza dotyczy to wzmacniaczy telewizyjnych, których zadaniem jest właśnie przekazywanie impulsów o ostrych zmianach. Zachowaniu układów dla krzywych kwadratowych poświęcimy osobne omówienie, na razie zaś przejdziemy do właściwego tematu obecnego artykułu.

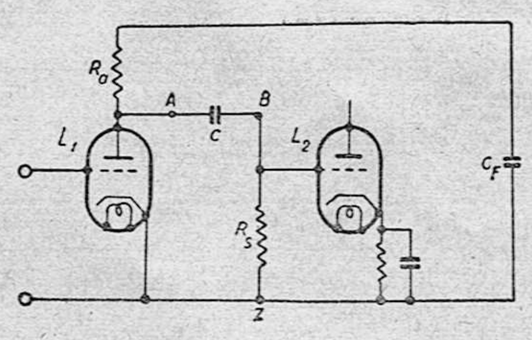
W „Wireless World" znajdujemy obszerne i wnikliwe objaśnienie pod obu kątami widzenia. Można jeszcze wyrazić głębokie zdziwienie, że tak znany i powszechnie stosowany układ jakim jest sprzężenie oporowo - pojemnościowe, wymaga dziś jeszcze podstawowych wyjaśnień, mimo że temat ten znaleźć można w dziesiątkach książek i w setkach artykułów.

Dwa są więc podejścia do zagadnienia zrozumienia roli kondensatora sprzęgającego. Jedno z nich rozpatruje układ C-R jako dzielnik napięcia i uwzględnia przebiegi czysto-sinusoidalne, w dużej zresztą rozpiętości częstotliwości. Drugie podejście podchodzi do układu C—R pod kątem widzenia ładowania i wyładowania kondensatora poprzez oporność. Wyprzedzając dokładniejsze wyjaśnienia, podamy od razu, że kondensator sprzęgający pracuje na zasadzie właśnie n i e ł a d o w a n i a. Jeśli zostaje ładowany i rozładowywany przez sygnał — nie spełnia on swego zadania.

Pojemność — oporność jako dzielnik napięcia

Na rys. 1 punkt A przedstawia zacisk wyjściowy pierwszego stopnia wzmacniacza lampowego, zaś punkt B zacisk wejściowy następnej lampy. Zadaniem kondensatora sprzęgającego C jest oczywiście połączenie punktów A i B dla napięć sygnału, rozdzielając je oczywiście dla napięć zasilających. Gdyby A po prostu połączyć z B kawałkiem przewodu, cel pierwszy zostałby w pełni osiągnięty, lecz uniemożliwiłoby to utrzymanie anody pierwszej lampy oraz siatki drugiej lampy na różnych napięciach, co jest oczywiście konieczne dla właściwej ich pracy. Pojemność załączona pomiędzy A i B wykonuje to drugie zadanie doskonale (zakładamy brak upływności) ponieważ nie przewodzi ona prądu

stałego: jego oporność dla tego prądu jest praktycznie nieskończona. To jest oczywiste i zrozumiałe. Chodzi teraz o to jak, względnie w jakim stopniu, przepuszcza on napięcie sygnału.



Rys. 1

Części wzmacniacza potrzebne dla omówienia działania kondensatora sprzęgającego C. R_a jest zawadą sprzęgającą, strojoną lub niestrojoną.

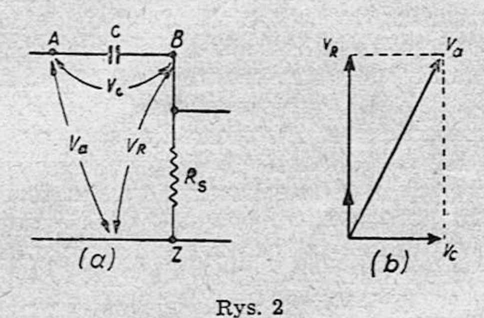
Tu musimy wziąć pod uwagę R_s, opór „upływowy" siatki. Jego zadaniem jest dostarczenie odpowiedniego przednapięcia ujemnego siatce lampy L_2. Przy wypełnianiu tego zadania, im większa jest wartość omowa oporu R_s, tym lepiej. Jeśli jednak zrobimy go zbyt wielkim, powiedzmy wiele megomów, to ryzykujemy, że resztkowy prąd siatkowy, płynący przez opór mimo ujemnego przednapięcia siatki, zmieni to przednapięcie, na skutek silnego stosunkowo spadku na oporze. Niebezpieczny zwłaszcza jest prąd tzw. jonowy, występujący gdy są w lampie resztki, ślady gazu i lampa jest mocno rozgrzana, co szczególnie zdarza się w pentodach głośnikowych. Toteż katalogi podają największą dopuszczalną wartość oporu upływowego siatki, której przekraczać nie należy pod groźbą skrócenia życia lampy.

Jeśli jednak z drugiej strony wybierzemy R_s bardzo poniżej tej największej dopuszczalnej wartości, wybór taki przyczynić się może do zredukowania napięcia sygnału użytecznego. Poza tym zmusi to nas do zwiększenia C, co nie jest pożądane ani z punktu jego izolacji (im większy kondensator, tym łatwiej o upływność) ani z punktu widzenia jego pojemności do masy (co ma swoje znaczenie dla częstotliwości w górnej granicy przekazywania).

Dla tych, którym nie jest to od razu jasne przypominamy, że na pokazanym schemacie (rys. 1) ujemne przednapięcie siatki (względem katody) uzyskuje się ze spadku napięcia na oporze umieszczonym pomiędzy katodą a masą (uziemioną). Poza tym ważne jest rozpoznanie, że opór użytkowy R_a oraz opór upływowy siatki R_s są dla napięć zmiennych sygnału połączone równolegle, poprzez z jednej strony pojemność sprzęgającą C oraz pojemność końcową filtra prostownika C_F.

Przypatrzmy się teraz w jaki sposób pojemność C przepuszcza napięcie sygnału z punktu A do punktu B. Czyniąc to będziemy uważali, że C i R tworzą dzielnik napięć na oporze użytkowym R_a. To zaś z kolei przyczynia się do tego, że napięcie w p. B. jest oczywiście mniejsze niż w p. A. Różnica ta jednak może być bardzo mała, jeśli zawada C będzie niewielka w stosunku do oporności R_s. Np. przy R_s 1 megom, jeśli C będzie stanowiło zawadę jedną setną tego megoma (tj. = 10 KΩ) więcej niż 99% napięcia z A dosięgnie B. Ubytek, strata napięcia użytecznego, jest mniejsza przy zawadzie sprzęgającej pojemnościowej, niż gdyby to była zwykła oporność omowa, lecz powstaje przesunięcie fazowe.

Rys. 2 pokazuje część sprzęgającą rys. 1, przy czym V_a oznacza napięcie zmienne na anodzie pierwszej lampy. Napięcie to wywołuje prąd I płynący przez C i R_s a ten z kolei stwarza na C i R_s spadki napięć zwane V_c i V_R. Napięcia te są oczywiście proporcjonalne do ich zawad. Jednak podczas gdy V_R jest w fazie z I, to V_c jest przesunięte w tył o 90° („prąd w pojemności wyprzedza napięcie na niej o 90°"), tak że wykres wektorowy jest taki, jaki podaje rys. 2b. V_a jest równe sumie V_R i V_c otrzymanej w znany sposób wektorowy i oznaczony liniami kreskowanymi. Z wykresu tego widać łatwo, że nawet jeśli V_c jest dość znaczną cześcią V_R V_R jest jeszcze prawie takie same jak V_a. Przypuśćmy, że V_c jest aż jedną czwartą V_R wtedy V_R jest zaledwie o 3% mniejsze od V_a — w większości wypadków ta strata sygnału jest do pominięcia. Gdyby C było opornością omową tej samej wielkości, strata wynosiłaby 20%.



Rys. 2

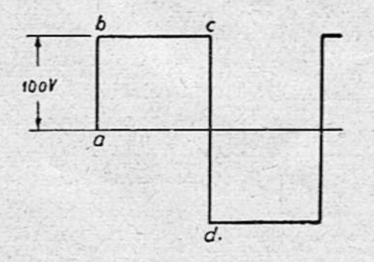
(a) Kondensator sprzęgający C i oporność upływowa siatki R_s jako dzielnik napięć zmiennych na wyjściu pierwszej lampy, i (b) odpowiadający wykres wektorowy.

Zawada C wynosi, jak wiadomo $1/2\pi fC$. Jest ona oczywiście największa, gdy częstotliwość f jest najniższa. Przy częstotliwości zerowej (prąd stały) jest ona nieskończenie wielka, odcinając zupełnie B od A, jak to jest wymagane. Przy wyborze pojemności C dla przepuszczania sygnału bez przekroczenia pewnej określonej straty, należy oczywiście wziąć pod uwagę najniższą częstotliwość sygnału. Jeśli przy tej częstotliwości strata będzie niewielka, dla innych, wyższych częstotliwości, będzie ona oczywiście do pominięcia. Przypuśćmy na przykład, że najniższą częstotliwością użyteczną bę-

dzie 50 c/s i że można przy niej tolerować stratę 10%. Narysujemy więc wykres gdzie V_R będzie o 10% krótsze niż V_1 i znajdziemy że V_c jest 48,5 V_R, tak że $1/2\pi 50C$ powinno być 0,485 R_s. To z kolei daje C = 0.00655 R_s, więc przy R_s = 1 MΩ C powinno być co najmniej 0,00655 μF, lub 6550 pF, powiedzmy 10000 pF (najbliższa wartość katalogowa). Przesunięcie fazowe między napięciem wejściowym V_1 a napięciem wyjściowym V_R będzie jednocześnie blisko 26°.

Przy tych sprawach trzeba sobie przypomnieć, że choć strata 10% może być do pominięcia, łączna strata przy kilku sprzężeniach da się już poważnie odczuć. Strata 10% oznacza, że przechodzi 90% napięcia, przy zaś trzech sprzężeniach przeniesienia wyniesie oczywiście 0,9 x 0,9 x 0,9 = 0,73 czyli 73%. Czy taka łączna strata może być tolerowana, zależy od okoliczności i wymagań, lecz największą uwagę należy zwrócić na przesunięcia fazowe, jeśli oczywiście wzmacniacz ma ujemne sprzężenie zwrotne, co jest dzisiaj na porządku dziennym. Silne przesunięcie fazowe ma spowodować, że zaczynając od pewnej częstotliwości sprzężenie zwrotne z ujemnego stanie się dodatnim, a to z kolei wywoła albo oscylacje, albo już co najmniej zniekształcenia, liniowe i nieliniowe. W telewizji przesunięcia fazowe dają zniekształcenia obrazu.

Do tej chwili mówiliśmy o zachowaniu się sprzężenia C — R przy jednej częstotliwości, a przynajmniej przy każdej częstotliwości sinusoidalnego kształtu osobno. Przy napięciach nierównomiernych o szybkich zmianach, a zwłaszcza przy napięciu kształtu kwadratowego, trzeba rozważyć rolę i pracę kondensatora od nowa, od podstaw. Jednym sposobem rozpatrzenia tego problemu jest zastosowanie słynnego teoremu Fourrier i rozłożenie krzywej kwadratowej na jej składowe harmoniczne, z uwzględnieniem ich kolejnych częstotliwości, amplitudy i fazy. Każdą z tych częstotliwości możemy następnie traktować jako oddzielny sygnał i przeliczyć jej przekazywanie osobno w sposób wyżej wskazany. Wyniki można następnie złożyć (nalepiej graficznie) i ostateczny rezultat da nam sygnał w formie, w jakiej go otrzymamy w punkcie B. Niestety, doskonała krzywa kwadratowa składa się z nieskończonej ilości harmonicznych, tak że powyższy sposób jest co najmniej wysoce uciążliwy. Co prawda harmoniczne zmniejszają stopniowo swoją amplitudę w miarę wzrostu częstotliwości, tak że można uwzględnić, w pierwszym przybliżeniu, tylko kilka pierwszych. Mimo tego jednak, jest to metoda żmudna i znacznie prościej będzie, jeśli rozpatrzymy całe zagadnienie od samych podstaw.



Rys. 3
Pierwszy okres 100-woltowego sygnału kwadratowego na anodzie L_1 z rys. 1.

Ładowanie i rozładowanie

Drugim sposobem podejścia do problemu kondensatora sprzęgającego jest rozpatrzenie jak jest on ładowany i rozładowany przez przepływający przez niego prąd. Punktem wyjściowym jest podstawowa zależność elektrostatyki, ta mianowicie, że napięcie na zaciskach kondensatora jest wprost proporcjonalne do ładunku, zaś odwrotnie proporcjonalne do jego pojemności. W symbolach elektrycznych wygląda to $V = \frac{Q}{C}$

gdzie V jest w woltach, Q jest to ładunek w kulombach, a C w faradach.

Rozważając sprzężenie na tej podstawie, jest właściwie o wiele łatwiej rozpatrywać sygnał kwadratowy niż fale sinusoidalne. I aby to jeszcze łatwiej przedstawić, możemy dla tego celu pominąć stałe napięcia, poza tym niezbędne do pracy lamp, i założyć, że w chwili startu kondensator C jest zupełnie nie naładowany i że napięcia w punktach A i B są oba równe zeru. Żaden prąd nie płynie przez R_s i na nim więc nie ma żadnego napięcia.

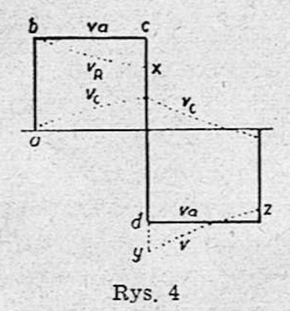
Obecnie załóżmy, że sygnał rozpoczyna się i punkt A idzie natychmiastowo z zera woltów do 100 woltów, co przedstawia odcinek *ab* na rys. 3. Mamy więc obecnie 100 woltów istniejących pomiedzy punktami A i Z, tj. na C i R_s w szereg. Jedynym sposobem uzyskania napięcia na kondensatorze jest naładowanie go, co wynika oczywiście z podanego powyżej wzoru elektrostatyki. Zaś z kolei jedyną drogą naładowania go jest przepływ prądu przez pewien okres czasu. (Kulomb jest w rzeczywistości ampero-sekundą).

W punkcie oznaczonym *b* na rys. 3 nie upłynął jeszcze żaden czas od chwili przyłożenia sygnału w *a*, tak że żaden ładunek nie mógł się dostać do C, tak więc napięcie na nim musi być jeszcze wciąż równe zeru. Z tego powodu, ponieważ w każdej chwili napięcia na C i R_s muszą się dodawać i być wspólnie równe napięciu przyłożonemu, które w tej chwili jest 100 — napięcie na R musi być 100. Fakt że C nie został naładowany oznacza więc, że przepuścił on cały przyłożony sygnał natychmiastowo do B. Jak dotąd więc sprzężenie działa doskonale, ale zobaczymy co się będzie działo dalej.

Jasne jest, że idealnym stanem byłoby gdyby C nie naładował się nigdy w ogóle. Taki ideał jest jednak nieosiągalny ponieważ obec-

ność 100 woltów na oporze R_s oznacza że musi przezeń płynąć prąd, a prąd ten musi z konieczności popłynąć i przez C. Tak więc podczas okresu oznaczonego *bc*, kiedy przyłożone napięcie jest stale 100, C uzyskuje pewien ładunek. no i napięcie na nim ciągle rośnie. Ponieważ przyłożone napięcie jest stałe, napięcie na C uzyskuje się kosztem napięcia na R_s, które musi więc spadać. Ale to z kolei oznacza, że prąd musi również spadać, tak że stopień ładowania musi spadać w proporcji. Pokazuje to rys. 4, gdzie wszystkie trzy napięcia sa narysowane. Zanotować przy tym trzeba, że w każdej chwili $V_c + V_R = V_a$ (Małe litery oznaczają napięcia chwilowe, w odróżnieniu od napięć skutecznych z rys. 2). Zauważymy również, że kształt napięcia V^g na R_s jest odmienny od V_a a więc kondensator sprzęgający powoduje zniekształcenia.

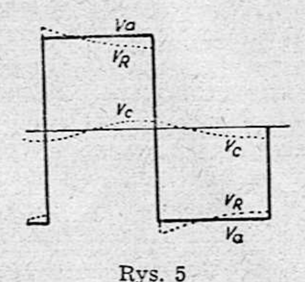
Dość skomplikowana krzywizna wzrostu V_c (i spadku V_R) utrudnia obliczenie zniekształcenia. Ten rodzaj krzywej nazywa się w matematyce wykładniczą, czyli eksponencjalną. Bez jednak zagłębiania się w zawiłości matematyczne, można zapamiętać jedną pożyteczną cyfrę, tę mianowicie, że okres czasu potrzebny V_c dla wzrostu do 37% V_a jest równy iloczynowi RC w omach x faradach — lub bardziej dogodnie w megomach x mikrofaradach. Do tej wartości nie popełnimy wielkiego błędu pomijając krzywiznę i zakładając wzrost równomierny.



Rys. 4

Jak rozkłada się napięcie V^g z rys. 3 pomiędzy C i R podczas pierwszego okresu.

Na przykład załóżmy więc, że tolerować będziemy 10% spadek w V_R i że najniższą częstotliwością jest znowu 50 c/s lub 100 pół-okresów na sekundę. Okres jednego pół-okresu wynosi przy tej częstotliwości 0.01 sekundy, tak więc jeśli 10% spadek następuje w tym okresie czasu, spadek 37% weźmie (stosownie do naszego przybliżenia) około 0,037 sek. Należy więc stąd wziąć RC = 0,037 megomów x mikrofaradów; jeśli zaś R_s jest 1 MΩ, wtedy C musi być co najmniej 0,037 μF = 37000 pF. Tak więc to powyższe wymaganie ograniczenia spadku do 10% jest bardziej surowe niż 10% — strata przy sygnale 50c/s sinusoidalnym, która zresztą nie powoduje poza tym zniekształceń kształtu, lecz tylko przesunięcie fazowe. W ostatnim wypadku krzywej kwadratowej średni spadek wyniesie tylko około 5% i przechodząc do rozpatrzenia dalszych przebiegów stwierdzamy, że ogólna średnia strata na amplitudzie będzie nieznaczna, ponieważ momentalne wzrosty i spadki doskonałej fali kwadratowej zawsze są przekazywane w całości.



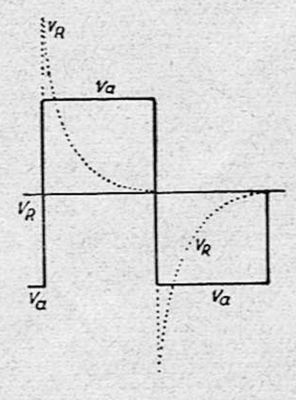
Rys. 5

Wykres napięcia dla jednego okresu, po dłuższym działaniu i po ustaleniu symetrii.

Rozpatrzmy teraz co się dzieje, gdy napięcie nagle zmienia się o dwieście woltów ujemnych, od *c* do *d*. Punktem wyjścia dla V_R jest nie *c* lecz *x*, tak więc przy ujemnym wahnięciu, staje się ono bardziej ujemne niż V_a (punkt *y*). Prąd teraz płynie w R_s w kierunku odwrotnym, tak że kondensator C wyładowuje się, a raczej zmienia znak swego ładunku.

Fakt, że V_R posuwa sie w stronę bardziej ujemną niż V_a prowadzi do pewnej komplikacji, ponieważ prąd na początku drugiego półokresu musi być większy niż był na początku pierwszego. W wyniku tego C będzie się wyładowywał prędzej niż sie naładował. dochodząc do punktu *z* na rys. 4 O ile więc drugi pół-okres różni się nieco od pierwszego, to trzeci będzie się już mniej różnił od drugiego i po dostatecznej liczbie okresów, tak aby nastąpiło ustabilizowanie. kształty poszczególnych połówek staną się symetryczne, jak to wskazuje rys. 5. Tak więc doszliśmy do przekonania, że skutkiem obecności kondensatora sprzęgającego C jest głównie pochylenie płaskich części przebiegów krzywej kwadratowej.

Jeśli ten efekt ładowania doprowadzimy do granicy, przez zrobienie RC małym w stosunku



Rys. 6

To samo jak dla rys. 5 przy znacznie mniejszym Cx R_s tak że C otrzymuje prawie całkowity ładunek, podczas każdego połokresu.

do czasu trwania jednego pół-okresu, to otrzymamy krzywą kształtu wskazanego na rys. 6. Tu wartość szczytowa napięcia wyjściowego jest w rzeczywistości dwa razy większa od napięcia wejściowego, lecz wartość średnia jest mniejsza. Trudno może uwierzyć, że taką samą ostrą krzywą otrzymamy rozkładając falę kwadratową na składowe sinusoidy i obliczając przejście według rys. 2 oraz dodając (wektorowo) wyniki. Choć więc kondensator sprzęgający nie może zmienić kształtu sinusoidy, jednak nierówne przesunięcia fazowe oraz straty składowych o najniższych częstotliwościach (które uczestniczą jednocześnie z największymi amplitudami, przynajmniej na wejściu), składają się ostatecznie na tak dziwaczny przebieg krzywej wyjściowej, odbiegający diametralnie od kształtu krzywej wejściowej.

Obie metody obliczenia prowadzą do wniosku,. że im większy jest iloczyn RC, tym lepiej z punktu widzenia zniekształceń, straty sygnału i przesunięcia fazowego. Nie będzie więc różnicy jeśli, powiedzmy, 0,01 megom x mikrofarad będzie złożony z 1 MΩ i 0,01 μF lub 0,5MΩ i 0,02 μF albo wreszcie 0,1MΩ i 0,1 μF, czy inne wartości dające ten sam iloczyn. Należy jednak pamiętać, że C i R tworzą bocznik na R_a i dają w ten sposób pewną stratę. Jak więc już mówiliśmy na początku, jest zwykle lepiej (no i taniej) dać R możliwie największe i wtedy dobrać C do żądanej wartości iloczynu RC. Granica zaś R_s jest, jak wiemy, postawiona przez wytwórców lamp zwłaszcza głośnikowych.

Mamy nadzieję, że powyższe wywody przyczynią się do zrozumienia roli kondensatora sprzęgającego w pracy z napięciami czystosinusoidalnymi oraz kwadratowymi, a także dadzą pewne podstawy do obliczenia w tym ostatnim wypadku. Do sprawy zaś badania układów elektronowych, a zwłaszcza wzmacniaczy, za pomocą impulsów kwadratowych wrócimy jeszcze niebawem w specjalnym omówieniu.

Lampa mechaniczno-elektronowa

Na rys. 1 widzimy szkic lampy elektronowej zupełnie nowego typu (RCA 5734). Średnia jej wynosi zaledwie 7 mm tj. niewiele więcej od papierosa, zaś długość około jego połowy. Zadaniem tej lampy nie jest jednak, jak zwykle wzmocnienie małych napięć siatkowych, lecz zupełnie co innego. U wierzchołka lampy znajduje się dość giętka membrana, zakończona ostrzem. Membrana ta jest połączona bezpośrednio z anodą lampy. Przy uginaniu ostrza anoda zmienia swe położenie względem siatki i warunki jej pracy zmieniają się. Przy załączeniu oporu użytkowego w anodzie, na oporze tym odkładają się zmiany napięcia, które można wykorzystać dla dalszego wzmocnienia i ewent. pomiaru. Za pomocą tej lampy można więc mierzyć częstotliwość i amplitudę rozmaitych odchyleń, ruchów drgających, wibracji mechanicznych itp. Można także stosować ją jako adapter gramofonowy o dużej czułości i dobrej charakterystyce, uzyskanej dzięki tak niewielkiej bezwładności części ruchomych, że odzwierciedla wiernie wszystkie częstotliwości drgań od zera do ponad 12000 na sekundę. Kąt odchylenia ostrza nie może jednak przekraczać 0,5 stopnia, pod groźbą uszkodzenia lampy. Cała bowiem trudność wykonania takiej lampy polega na uzyskaniu membrany giętkiej, izolowanej na napięcie pracy, jednak doskonale przypojonej do obudowy, tak aby absolutna szczelność była stale zapewniona.

Rys. 1

Przegląd schematów

Schemat Nr 88 przedstawia układ nowoczesnego odbiornika f-my Minerwa na lampach całoszklanych typu „Rimlock“ (seria E.... 40). Odbiornik ten nie posiada może żadnych oryginalnych odrębności w swoim układzie elektrycznym, lecz przedstawia przykład rezultatów, do jakich można dojść przez wykorzystanie możliwości istniejących w powszechnie znanych układach.

Obwody wielkiej częstotliwości oraz oscylatora są dostrajane przez potrójny kondensator obrotowy. Każda część tego kondensatora składa się z dwóch sekcji, jednej głównej o pojemności końcowej około 450 pF oraz drugiej, specjalnie przestudiowanej i dobranej dla zakresów fal krótkich rozciągniętych. Ta ostatnia sekcja ma dodatkowe skrzydełka, które przyczyniają się do tego, że pojemność początkowo wzrasta bardzo powoli i daje pokrycie dla zakresów 16, 25 i 41 — metrowych, które w ten sposób zajmują pokaźną część długości skali. Po przejściu tych zakresów następuje, znowu dzięki kształtom skrzydełek, silny przyrost pojemności i luka pomiędzy zakresem 16 a 20-metrowym, 25 — 31 oraz 41 i 49 zostaje szybko pokryta, zajmując niewielki tylko wycinek długości skali. Dalej następuje znowu powolny przyrost pojemności i zostają pokryte zakresy 20, 31 i 49 m, pokrywając dalszy spory wycinek skali. W ten sposób uzyskuje się rozciąganie zakresów krótkofalowych na drodze elektrycznej. Ilość kręcenia gałką strojenia oraz przełącznika falowego jest przy tym stosunkowo niewielka i nie męcząca, bowiem zakresy leżą mniej więcej jeden nad drugim, przez co położenie strzałki i przełącznika nawzajem się uzupełniają. Należy tu dodać, że lampa wstępna wzmocnienia wielkiej częstotliwości EAF42 jest czynna tylko na zakresach krótkofalowych, dodając im wzmocnienia oraz automatycznej regulacji siły odbioru.

Na zakresie średnio- oraz długo -falowym czynne są normalne trzy sekcje kondensatora obrotowego (narysowane tuż przy linii masy chassis). Pierwsze dwa wchodzą w skład filtra wstęgowego o sprzężeniu pojemnościowym (1,5 wzgl. 2,6 pF od „góry“ oraz 40000 pF od „dołu“). Nacisk został więc położony na selektywność raczej niż na wzmocnienie i automatykę.

Idąc dalej widzimy obwody oscylatora, w układzie najzupełniej konwencjonalnym, o cewkach przełączanych, przy czym obydwie grupy zakresów wykorzystują znowu odrębne sekcje kondensatora obrotowego.

Pierwsza lampa wzmocnienia częstotliwości pośredniej EAF 42 pracuje w układzie normalnym, jednak zastosowano uzupełniającą neutralizację przy pomocy maleńkiego kondensatorka o niepodanej pojemności, umieszczonego przy jej anodzie i dołączonego do przeciwnego końca obwodu siatkowego. Dioda tej lampy daje napięcie dla automatyki (opóźnionej).

Dioda następnej lampy EAF 42 służy do detekcji sygnałów o częstotliwości pośredniej. Napięcie modulacji częstotliwości akustycznej odkłada się na potencjometrze regulacji siły głosu i stamtąd idzie na siatkę tejże lampy. Opór upływowy siatki 1 MΩ ma w szereg układ RC podwyższający niskie tony (0,5 MΩ; 0,2 μF). Na tej siatce jest jeszcze układ kontroli jakości, w którym można obcinać w pewnej mierze wysokie tony przy pomocy pojemności 2500 pF oraz potencjometra regulacyjnego 1 MΩ.

Wzmocnienie niskiej częstotliwości w lampie EAF42 jest zupełnie normalne, lecz pomiędzy jej anodą a siatką następnej lampy głośnikowej EL41 włączony jest szeroko rozbudowany układ modulujący charakterystykę częstotliwości, nastawiany przełącznikiem z zewnątrz, a częściowo związany z pewnymi zakresami. Na falach długich na przykład obcina się z góry część wysokich tonów, zapewne ze względu na wzmożoną na tym zakresie działalność przeszkód atmosferycznych. Otwieranie zaś pojemności szeregowej sprzęgającej 700 pF powoduje obcięcie niskich tonów i stwarza warunki do bardziej wyrazistego odbioru słowa mówionego. Na samej już siatce lampy głośnikowej widzimy załączalny filtr upływowy LC nastawiony na 900 c/s i służący do eliminowania, na żądanie, gwizdów interferencyjnych międzystacyjnych.

W samej lampie głośnikowej widzimy już tylko jeden szczegół godny wzmianki, a mianowicie to, że wtórne uzwojenie transformatora głośnikowego jest włączone do katody lampy i daje w ten prosty sposób ujemne sprzężenie zwrotne, częściowo prądowe, częściowo napięciowe.

Układ zasilania jest prosty, zwrócimy uwagę tylko na to, że ujemne przednapięcia siatek pobierane są z oporów 25 + 100Ω w ogólnym minusie oraz na możność bardzo dokładnego na-

stawiania odczepów sieciowych transformatora, mianowicie co 10 woltów.

Na zakończenie poświęcimy wzmiankę mechanicznemu wykonaniu odbiornika. A więc wszystkie organy dostrojenia są dostępne z góry, po odjęciu tylnej ścianki, wszystkie zaś elementy układu — z dołu, po zdjęciu dolnej przykrywki. W razie gdyby trzeba było jednak wyjąć chassis, robi się to przez odkręcenie tylko czterech spodnich śrub, bez zdejmowania gałek, ponieważ są one rozmieszczone na długiej (ok. 50 cm) skali i ich osie nie przechodzą przez drzewo. W ten sposób obsługa serwisowa jest bardzo ułatwiona.

***

Na schemacie Nr 89 mamy układ drugiego odbiornika analogicznej klasy, a mianowicie Siemens — Spitzensuper SH906W. Jest on bardziej jeszcze rozbudowany od poprzedniego i jeszcze większy swymi wymiarami (70×47×34 cm). Posiada on sześć zakresów fal: normalne, długie i średnie, trzy krótkie podzielone jednak bez specjalnych środków dla ich rozciągnięcia (52—31, 33—19, 20—13 m) oraz ultrakrótkie (3,4—3,0 m) z modulacją częstotliwości FM.

Odbiornik nie posiada stopnia wzmocnienia wstępnego wielkiej częstotliwości, zastępuje go z nadwyżką dodatkowy stopień wzmocnienia częstotliwości pośredniej.

Obwody wejściowe oraz oscylatora są przełączone przy pomocy nie przełącznika lecz bębna z cewkami. System ten, stosowany dotychczas wyłącznie w odbiornikach „ zawodowych" oraz w instrumentach laboratoryjnych, polega na tym, że cewki są umieszczone wewnątrz bębna, na obwodzie którego wykonane są kontakty wyjściowe. Dla zmiany zakresu obracamy cały bęben wraz z zawartymi w nim cewkami, zaś kontakty nożowe łączą odpowiednią grupę cewek z układem odbiornika. W ten sposób zachowuje się krótkie połączenia oraz prostotę układu. Bęben z cewkami oraz trimmerami jest wykonywany oraz wstępnie dostrajany jako odrębny element, co ułatwia produkcję i daje doskonałe rezultaty, pod warunkiem jednak zachowania odpowiedniej jakości i dokładności wykonania. Układ elektryczny obwodów wejściowych oraz oscylacyjnych jest zupełnie prosty, tylko dla fal ultra-krótkich przewidziano możność użycia wejścia symetrycznego z anteny dipolowej.

Układ filtrów pośredniej częstotliwości jest dość skomplikowany. Pierwszy filtr ma możność przełączania na różne szerokości wstęgi. O ile dla wszystkich zakresów częstotliwość pośrednia wynosi 468 kc/s, to dla zakresu ultrakrótkofalowego wynosi ona 10,7 Mc/s i dla tej częstotliwości są przewidziane odrębne filtry. W obu wypadkach zespół dwóch lamp wzmocnienia oraz trzech grup filtrów daje duże wzmocnienie, skuteczną automatykę (zmiana wyjścia w stosunku 1 : 2,4 przy zmianie wejścia 1 : 100) oraz bardzo ostrą selektywność przy właściwej szerokości wstęgi. Selekcja wynosi, przy nastawieniu szerokim 1 : 15 dla ± 9 kc/s, zaś przy nastawieniu wąskim 1 : 230. Odrzucanie częstotliwości zwierciadlanych wynosi 1 : 800 dla fal długich, 1 : 1000 dla fal średnich oraz 1 : 10 dla fal krótkich.

Demodulacja (detekcja) dla odbioru modulacji amplitudy następuje w diodzie drugiej lampy EAF42 i przez potencjometr regulacji siły głosu napięcia częstotliwości akustycznej dochodzi do siatki tejże lampy. W tym samym miejscu doprowadzony jest układ ujemnego sprzężenia zwrotnego ze specjalnego uzwojenia na transformatorze głośnikowym. W układzie tym widzimy szereg elementów R i C służących dla wyrównania charakterystyki. Na siatce pierwszej lampy n. cz. czynna jest również kontrola tonu.

Demodulacja dla odbioru modulacji częstotliwości dobywa się za pomocą układu dyskryminatora z lampą EB41, do którego napięcia doprowadza się poprzez dodatkowy stopień wzmocnienia z lampą EF42 oraz czwartym filtrem wstęgowym na częstotliwość 10,7 Mc/s.

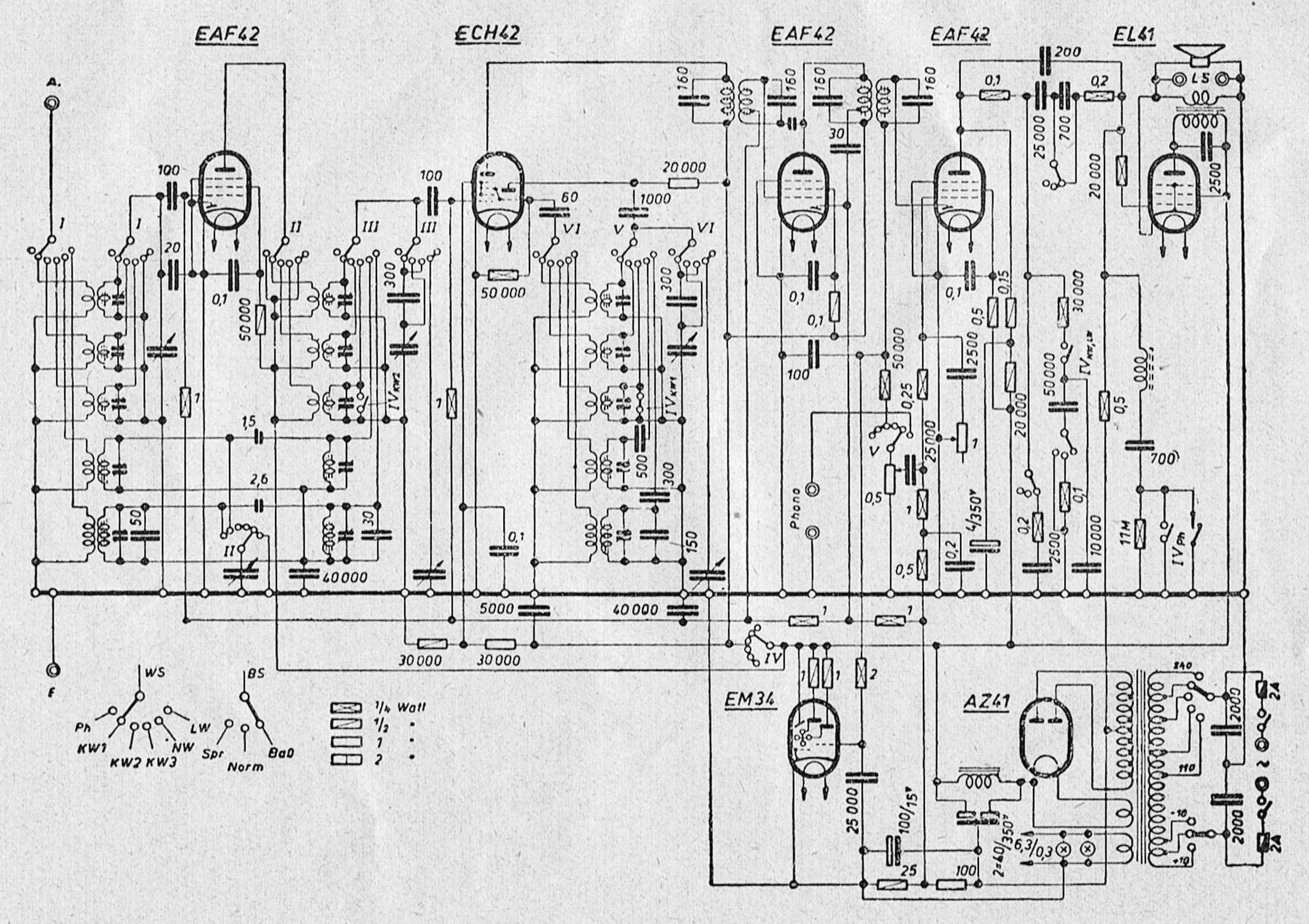
Oko magiczne EM4 czynne jest na wszystkich zakresach łącznie z ultra-krótkofalowym FM, gdzie napięcie sterujące otrzymuje się z dyskryminatora.

Wzmocnienie niskiej częstotliwości jest konwencjonalne, między zaś anodami EAF42 i EL12 widać układ dodatkowego ujemnego sprzężenia zwrotnego. Na pierwotnym uzwojeniu transformatora głośnikowego jest filtr upływowy LC przeciw częstotliwości interferencyjnej 900 c/s.

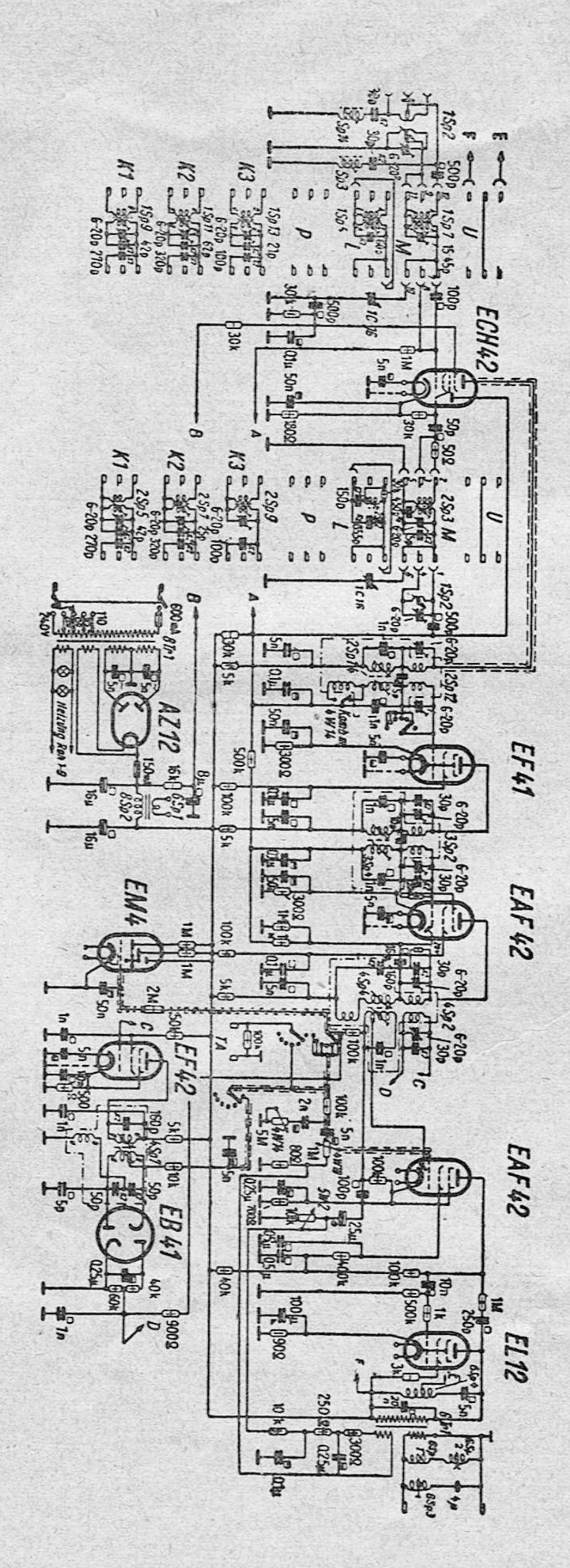
Odbiornik posiada dwa głośniki: jeden na dolne częstotliwości, którego cewka drgająca załączona jest poprzez indukcyjność, drugi na górne częstotliwości, którego cewka drgająca załączona jest poprzez pojemność 4μF.

W ten sposób pokrywa się równomiernie cały zakres częstotliwości od 50 do 15000 c/s, tak jak jest on przekazywany przez modulację częstotliwości. Szeroko rozbudowane układy kontroli tonu pozwalają jednak na zmianę charakterystyki częstotliwości układu w bardzo dużym zakresie, potrzebnym zwłaszcza przy reprodukcji płyt gramofonowych.

Wyjaśnienie: Odbiornik p. n. „Pionier," opisany w Nr 10 — 1950 r. nie ma, jak większość Czytelników sama się orientuje, nic wspólnego z produkowanym obecnie odbiornikiem tej samej nazwy. Odbiornik przez nas omawiany był produkowany przed r. 1939.



Schemat Nr 88

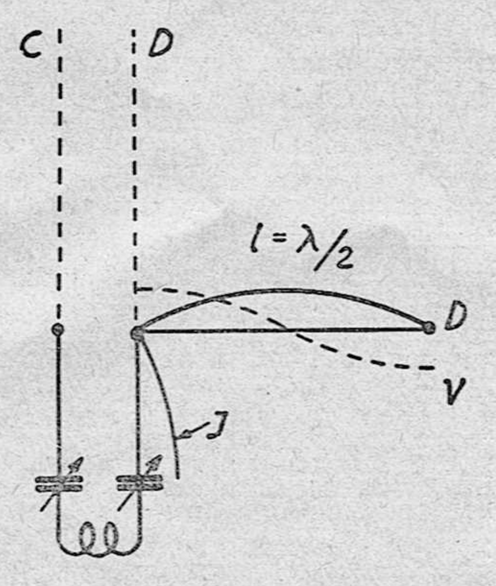


Schemat Nr 89

Mgr Jan Zimowski

Anteny (II)

Innym typem jest tzw. antena „Zeppelin", powstała w ten sposób, że odcinek EC linii (rys. 10) zostaje usunięty, natomiast odcinek FD zagięty pod kątem prostym. Feeder ma wówczas długość ćwiartki fali, a antena jest zasilana w węźle prądu, czyli napięciowo (w miejscu o dużej oporności). Ponieważ długość feedera może być parzystą lub nieparzystą wielokrotnością ćwiartki fali, można go zasilać napięciowo lub prądowo.



Rys. 10

W pierwszym przypadku stosujemy nieparzystą wielokrotność ćwiartki fali, włączając feeder za pośrednictwem układu rezonansu napięć jak na rys., w drugim natomiast feeder jest równy parzystej wielokrotności ćwiartki fali i sprzężony z generatorem układem rezonansu prądu (rys. 11).

Antena tego typu pracuje dobrze o ile jej wymiary są prawidłowe, gdyż wówczas nie występuje promieniowanie feederów i są one prawie jednakowo obciążone.

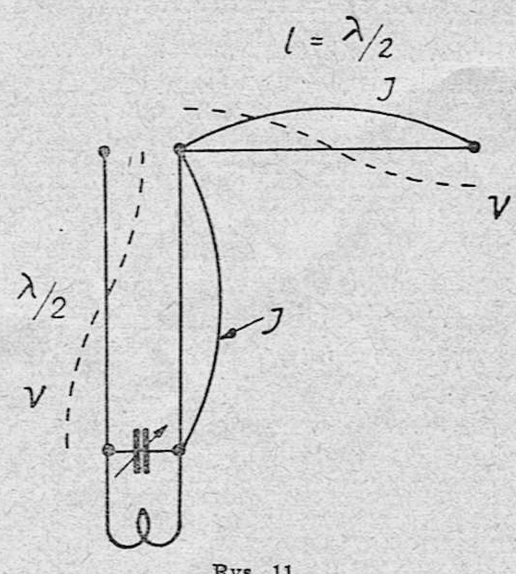
Powyższe warunki zasilania są na ogół spełnione, gdy antena jest zasilana jedną częstotliwością. Dla innych częstotliwości, różniących się niewiele od zasadniczej, można anteny te wykorzystać również dzięki ustaleniu pewnej średniej częstotliwości uważanej za główną, a pozostałe mogą być dostrajane za pomocą odpowiedniego doboru indukcyjności obwodu sprzęgającego, oraz pojemności wyrównawczych tego obwodu. Jest to poważną zaletą tych układów. Antena Zeppelin może być np. tak samo dobrze zasilana częstotliwościami harmonicznymi, ponieważ w tym przypadku na końcu anteny zawsze wypadnie maksimum napięcia. Natomiast antena Levy może być zasilana tylko nieparzystymi harmonicznymi.

Oprócz opisanych linii (feederów) strojonych stosuje się również linie zasilające niestrojone. W liniach takich powstaje fala wędrowna i mogą one mieć dowolną długość. Straty w tych liniach są mniejsze, niż w liniach strojonych. Pracują one prawidłowo pod warunkiem, że oporność anteny jest równa oporności charakterystycznej linii. Ponieważ oporność anteny półfalowej w brzuścu prądu jest rzędu 80 omów, więc linia niestrojona, posiadająca zwykle większą oporność nie może być bezpośrednio dołączona do anteny. Połączenie uzyskuje się przez transformator tak dobrany, by możliwe było przekazanie do anteny maksimum mocy (rys. 12). Np. dla anteny ćwierćfalowej, której oporność w rezonansie ma wartość 40 omów, stosujemy cewkę L_2 o większej ilości zwojów niż L_1, ponieważ oporność linii w tym przypadku jest rzędu 600 omów. Stosunek ilości zwojów można obliczyć z następującego wzoru:

$$\frac{L_2}{L_1} = \sqrt{\frac{600}{40}} = \text{ok. } 4.$$

W podobny sposób obliczymy stosunek zwojów cewek generatora L_4 do cewki L_3, pamiętając, że dla L_3 przyjmuje się również 600 omów.

Ponieważ zastosowanie transformatora od strony anteny nie zawsze jest w praktyce wygodne, używa się innego rodzaju linii, mianowicie linię w postaci giętkiego sznura dwużyłowego skręconego. Oporność charakterystyczna takiej linii wynosi ok. 80 omów, może



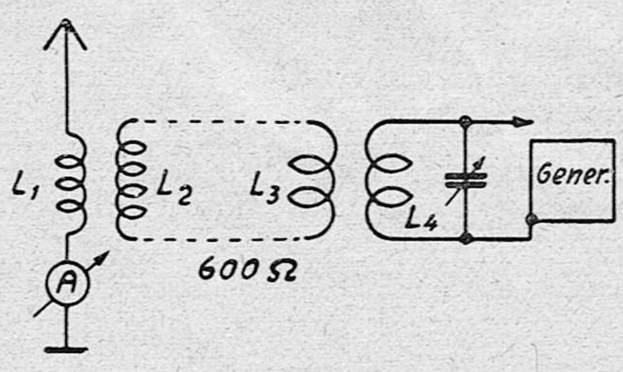
Rys. 11

ANTENY Z LINIAMI STROJONYMI

Antena Levy			Antena Zeppelin		
długość anteny	długość feedera	zasil. feedera	długość anteny	długość feedera	zasil. feedera
λ/2	λ/2	prąd (rys. 8)	λ/2	λ/4	prąd (rys. 10)
λ/2	λ	„	λ/2	λ/4	„
λ/2	2 λ	„	λ/2	5λ/4	„
λ	λ/2	„	λ	λ/4	„
λ	λ	„	λ	3λ/4	„
λ	2 λ	„	λ	5λ/4	„
2 λ	λ/2	„	2 λ	λ/4	„
2 λ	λ	„	2 λ	3λ/4	„
2 λ	2 λ	„	2 λ	5λ/4	„
λ/2	λ/4	nap. (rys. 9)	λ/2	2λ/4	nap. (rys.) 11
λ/2	3 λ/4	„	λ/2	4λ/4	„
λ/2	5 λ/4	„	λ/2	6λ/4	„
λ	λ/4	„	λ	2λ/4	„
λ	3 λ/4	„	λ	4λ/4	„
λ	5 λ/4	„	λ	6λ/4	„
2 λ	λ/4	„	2 λ	2λ/4	„
2 λ	3 λ/4	„	3 λ	4λ/4	„
2 λ	5 λ/4	„	2 λ	6λ/4	„

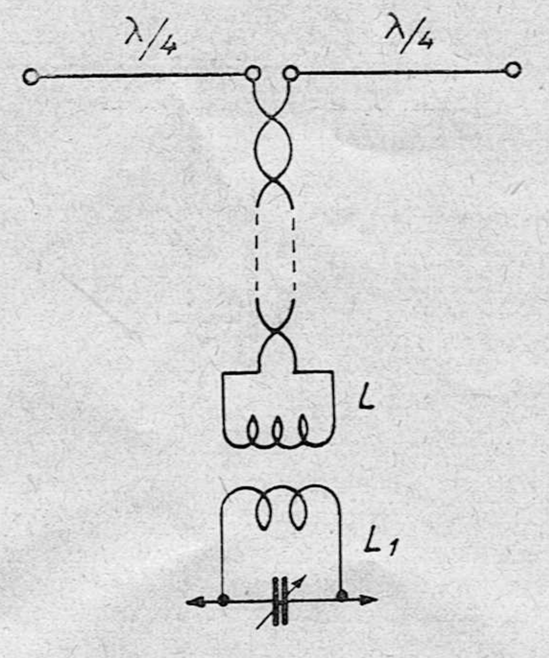
więc być ona przyłączona wprost do anteny półfalowej typu Levy, natomiast początek jej sprzężony z nadajnikiem przy pomocy cewki uzwojeniowej (rys. 13). Dopasowanie do anteny dobiera się mierząc prąd w miejscu dołączenia do anteny i zmieniając wysokość zawieszenia anteny. Jak z tego wynika, jest ono dość kłopotliwe. Poza tym antena taka pracuje dobrze dla częstotliwości nie różniących się więcej niż 5% od częstotliwości rezonansowej.

Spośród często stosowanych anten zasilanych przewodami niestrojonymi, wybija się antena z pojedynczym feederem, tzw. antena Conrada (Windom). Teoretycznie drugim przewodem jest tu odbicie lustrzane w ziemi i dlatego najskuteczniejsze promieniowanie uzyskuje się przy wysokości zawieszenia anteny, równej ćwiartce długości fali. Antena jest półfalowa i pracuje prawidłowo przy częstotliwości rezonansowej, lub nie różniącej się więcej niż o 5%. Punkt dołączenia przewodu zasilającego do anteny obiera się w odległości ok. 1/8 dług. całej anteny od jej środka (rys. 14), przy czym przewód zasilający winien być prostopadły do anteny przynajmniej na 1/3 swej długości. Antena tego typu daje silne promieniowanie przestrzenne i spory zasięg przyziemny, dlatego nadaje się do korespondencji na duże odległości. Drugi koniec linii zasilającej łączy się wprost lub przez nieduży kondensator z obwodem rezonansowym nadajnika.



Rys. 12

Dopasowanie linii o dużej oporności charakterystycznej do anteny półfalowej może być dokonane również w ten sposób, że końce linii rozsuwa się na pewnej długości od środka anteny, ponieważ dzięki temu rośnie oporność anteny. Można więc tak dobrać dwa punkty symetrycznie rozmieszczone względem środka anteny, w których oporność anteny będzie równa charakterystycznej oporności linii. Odcinek rozchylony linii może więc być uważany za transformator, przy pomocy którego można otrzymać potrzebne dopasowanie linii do anteny. Taką antenę mamy przedstawioną na rys. 15, a wy-



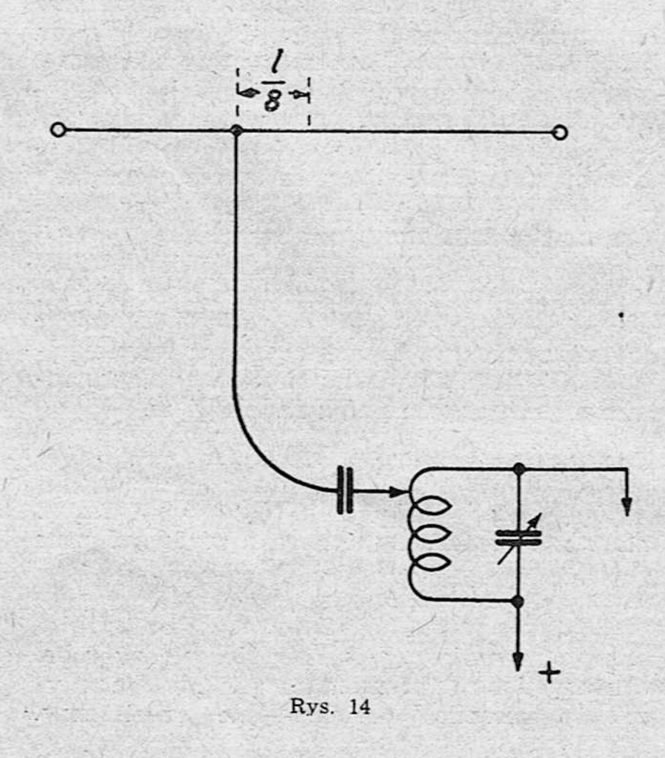
Rys. 13

miary poszczególnych elementów można obliczyć ze wzorów:

$$L = \frac{142}{f\,(Mc/sek)} \qquad d = b$$

$$a = \frac{53}{f\,(Mc)} \qquad b = \frac{44}{f\,(Mc)}$$

Wydajność tej anteny jest b. dobra, przy czym długość samej linii może być duża. Należy tylko dobrać w praktyce wymiar *a*, który może być trochę różny niż wynika to ze wzoru.

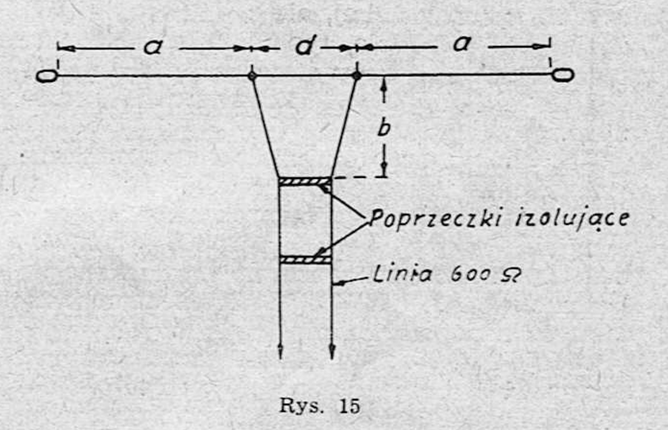


Rys. 14

Inny typ anteny z transformatorem ćwierćfalowym przedstawia rys. 16 i rys. 17. Na rys. 16 do anteny półfalowej zostaje dołączona linia zasilająca w brzuścu prądu o długości ćwierci fali. Stanowi ona transformator, do którego dołącza się feeder w dolnej długości w miejscu, gdzie oporność trasformatora równa jest oporności charakterystycznej linii feederowej. Miejsce to obiera się doświadczalnie. System ten może być stosowany również do anten zasilanych harmonicznymi nieparzystymi. Również transformator może mieć długość równą wielokrotności ćwiartki fali.

Dla anten całofalowych oraz zasilanych harmonicznymi parzystymi, wolny koniec linii (transformatora) należy zewrzeć.

Linia zasilająca (feeder) i antena mogą być również dopasowane za pomocą transformatora ćwierćfalowego, którego charakterystyczna oporność Z jest średnią geometryczną oporności



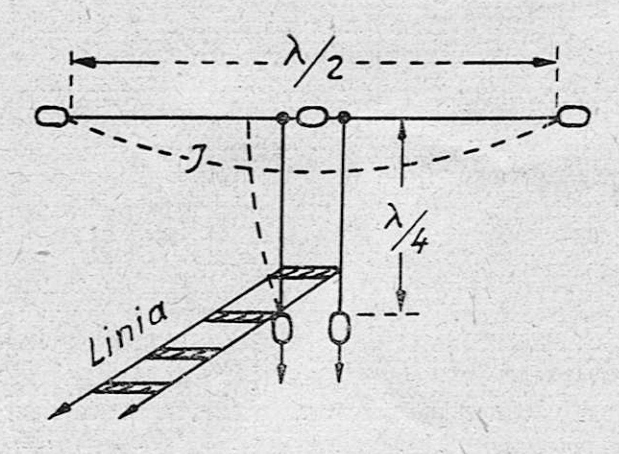
Rys. 15

charakterystyki linii Z_l i oporności Z_a anteny.

$$Z = \sqrt{Z_a \cdot Z_l}$$

Ten system nazywa się anteną „Q". W linii zasilającej powstaje fala wędrowna, a w transformatorze fala stojąca. W miejscu dołączenia transformatora do anteny mamy brzusiec prądu. Ponieważ oporność Z transformatora wypada zwykle mała, więc przewody transformatora muszą biec blisko siebie, albo, co jest korzystne ze względu na mniejsze straty, wykonuje się je z rur metalowych (rys. 18). Powiększenie średnicy przewodu jest bowiem równoznaczne z uzyskaniem potrzebnej oporności, przy zachowaniu większej odległości między tymi przewodami.

Bardzo ważny jest wybór odpowiedniego sprzężenia linii zasilającej z nadajnikiem, gdyż od tego zależy czy do anteny przedostaną się częstotliwości harmoniczne i czy nie powstaną przeszkody w odbiorze dla odbiorników sąsiednich.



Rys. 16

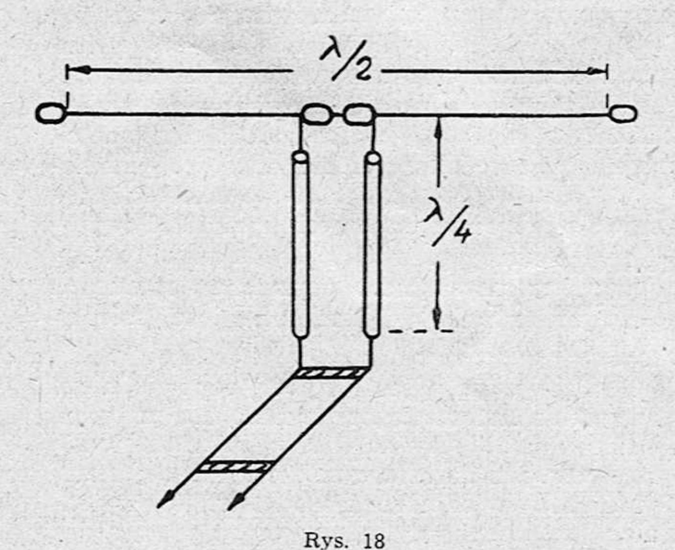
Rys. 17

Najmniej nadaje się z tych względów bezpośrednie lub pojemnościowe sprzężenie linii zasilającej z obwodem rezonansowym nadajnika. Daje ono możliwość promieniowania nie tylko częstotliwości, głównej, ale i harmonicznych. Sprzężenie pośrednie, typu indukcyjnego, nie posiada tych wad i jest stosowane powszechnie tak dla linii strojonych, jak również niestrojonych.

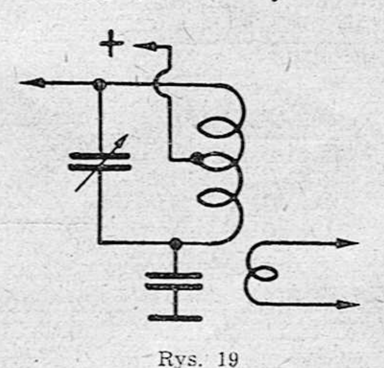
Kardynalnym warunkiem dobrego sprzężenia jest unikanie asymetrii elektrycznej w stosunku do linii zasilającej. W stopniach niesymetrycznych nadajników należy sprzęgać linię z obwodem rezonansowym od strony „uziemionego" końca obwodu, (rys. 19). W układach przeciwsobnych nadajników linię sprzęgamy tak, jak to podaje rys. 20. Inny sposób mamy pokazany na rys. 21 A i B gdzie „pętla" sprzęgająca nie powinna być dłuższa od 1,5 mtr. Rys. 22 podaje sposób połączenia linii jednoprzewodowej, z natury asymetrycznej.

Zestrojenie anteny z nadajnikiem dokonuje się w następujący sposób:

Stopień końcowy nadajnika dostraja się do danej częstotliwości, co poznajemy po minimum prądu anodowego (rys. 23 — krzywa I). Następnie nadajnik sprzęga się z linią zasilającą, dając słabe sprzężenie, co nie powinno mieć wpływu na zmianę nastrojenia obwodu rezonansowego nadajnika. Prąd anodowy wzrośnie przy tym, i gdybyśmy od razu stroili nadajnik z załączoną anteną, prąd anodowy zmieniłby się po



Rys. 18



Rys. 19

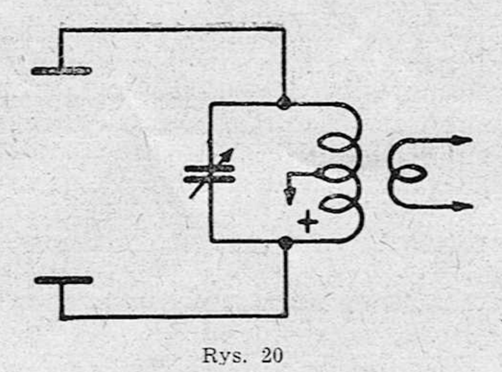
krzywej II. Następnie zwiększamy sprzężenie linii z nadajnikiem aż do otrzymania maksimum prądu w linii przy „maksymalnym minimum" prądu anodowego, tj. do jego normalnej wartości, określonej warunkami pracy nadajnika. Jeżeli okaże się, że należy przestroić obwód rezonansowy, to dowodzi to, że sprzężenie z linią jest za silne. Tak samo postępujemy przy sprzężeniu pośrednim przy pomocy pętli.

Dla uniknięcia promieniowania harmonicznych wprowadza się uziemiony ekran elektrostatyczny między cewkę „pętli" i cewkę obwodu linii (rys. 24), wykonany w formie spirali, siatki itp. Zmniejsza on poza tym sprzężenie pojemnościowe linii z nadajnikiem.

D. Charakterystyki promieniowania anten

Zasięg stacji nadawczej zależy w poważnym stopniu od położenia anteny, z czym związana jest jej charakterystyka promieniowania i sposób spolaryzowania fali.

Charakterystyki promieniowania anten pionowych i poziomych różnią się między sobą. Anteny pionowe promieniują głównie fale przyziemne, natomiast poziome—fale przestrzenne.

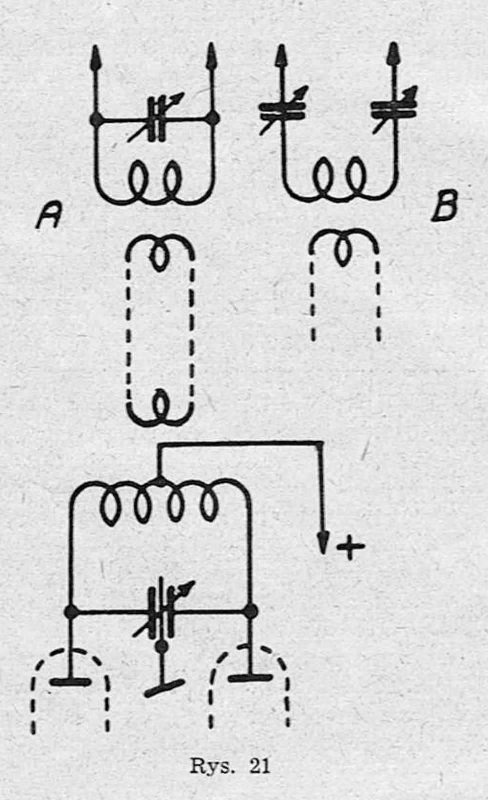


Rys. 20

Inaczej zachowują się anteny uziemione, a inaczej nieuziemione. Dlatego przypadki te kolejno rozpatrzymy, ograniczając się do anten prostych, omawianych dotychczas.

Rozkład prądu w antenie, jej kształt i wysokość względem ziemi są głównymi czynnikami mającymi wpływ na promieniowanie. Przy pomocy wykresów, zwanych charakterystykami promieniowania, można określić własności anteny pod względem promieniowania energii w przestrzeń.

Wszystkie punkty w przestrzeni o jednakowym natężeniu pola łączymy z sobą. Otrzymujemy w ten sposób pewną krzywą, którą nazywamy charakterystyką promieniowania. Mogą to być punkty leżące w płaszczyźnie poziomej lub pionowej — w zależności od tego otrzymujemy charakterystykę promieniowania poziomą lub pionową.

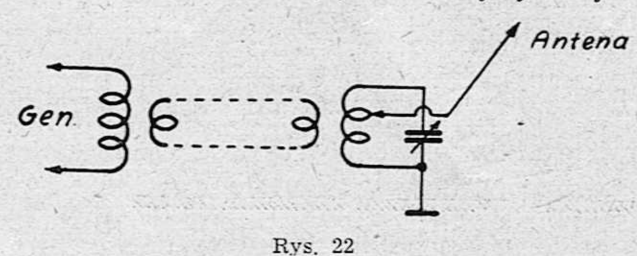


Rys. 21

Na rys. 25 mamy podaną typową charakterystykę pionową anteny ćwierćfalowej. Wielkość wypromieniowanej energii w danym kierunku jest proporcjonalna do długości odcinka łączącego punkt podstawy anteny z punktem dowolnym na krzywej, a zatem jest ona zależna od kąta jaki tworzy wspomniany odcinek, np. *CB*, z powierzchnią ziemi. Duży wpływ ma tu również odbicie od ziemi (odbicie lustrzane), gdyż może się zdarzyć, że różnica faz wynosi 180° i oba promieniowania się znoszą.

Charakterystyka pozioma anteny pionowej ćwierć lub półfalowej jest kołem.

Jeżeli długość geometryczna anteny staje się coraz większa wówczas jej charakterystyka wy-

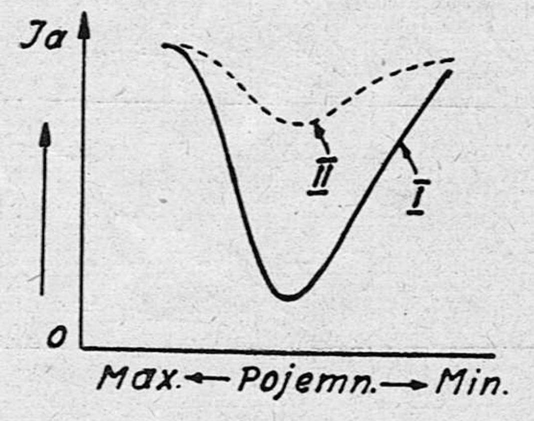


Rys. 22

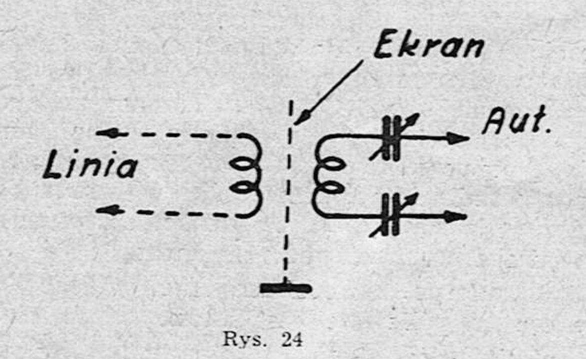
płaszcza się, i wydłuża poziomo. Antena taka lepiej promieniuje przyziemnie, a słabiej przestrzennie, przy czym może się pojawić również słabe promieniowanie skierowane ku górze. Najlepiej promieniuje przyziemnie antena, której długość I = 5/8 λ. W praktyce stosuje się pionowe anteny uziemione, których długość L = 0,58 λ. Odznaczają się one poza tym brakiem zaników w odbiorze.

Na rys. 26 podano kilka charakterystyk promieniowania dla anten różnej długości. Antena o L = 3/4λ promieniuje silną falą przestrzenną, podobnie zachowuje się antena, której długość równa jest długości wysłanej fali. Wykresy te są podane w założeniu, że przewodność ziemi jest b. dobra. W rzeczywistości ich przebieg jest inny, zależnie od rodzaju gruntu, otoczenia, promieniowania feedera itp.

Anteny nieuziemione zachowują się w podobny sposób pod warunkiem, że dolny koniec anteny znajduje się nie wyżej od powierzchni ziemi, niż 1/4. W miarę gdy ta odległość rośnie, ilość kierunków promieniowania zwiększa się,

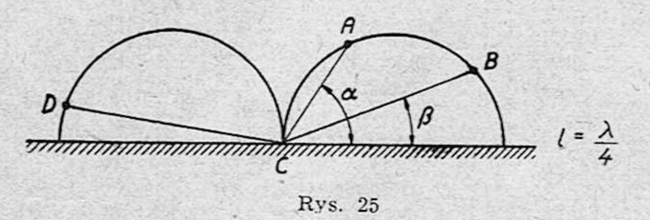


Rys. 23



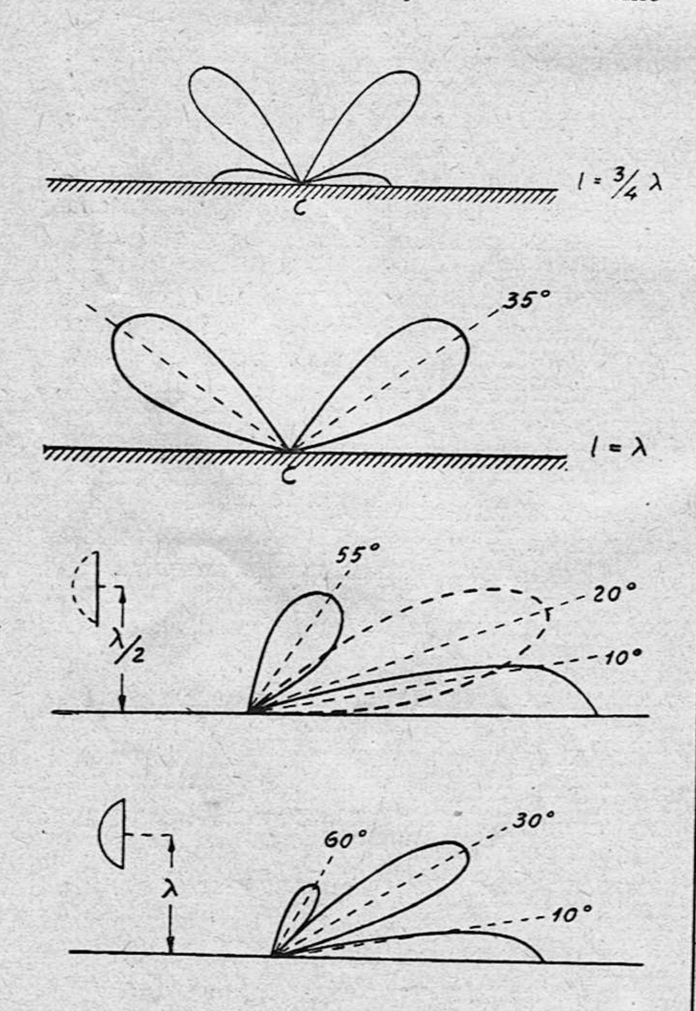
Rys. 24

przy czym są one coraz węższe. Promieniowanie staje się bardziej przestrzenne (rys. 26 c i d).

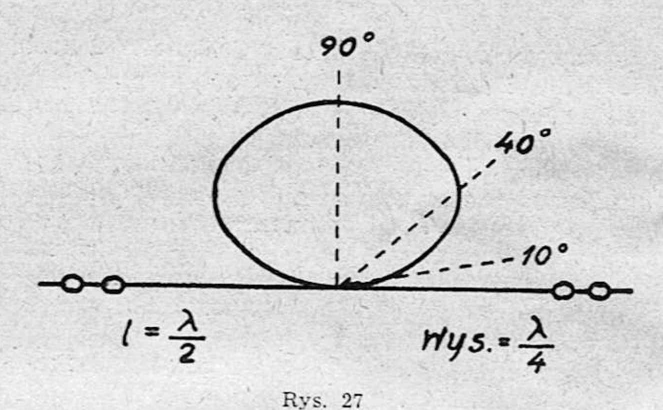


Rys. 25

Dla intensywnego promieniowania fal przestrzennych stosuje się anteny poziome, zawieszone na odpowiedniej wysokości. Promieniowanie takie najlepiej przedstawiają charakterystyki pionowe. Na rys. 27 mamy podaną typową charakterystykę promieniowania anteny półfalowej zawieszonej na wysokości ćwiartki fali nad ziemią. Promieniowanie pod małymi kątami jest b. słabe, natomiast najsilniejsze jest promieniowanie pod kątem 90°. Fala przestrzenna pojawia się już w niewielkiej odległości od nadajnika i dlatego antena jest stosowana do korespondencji na niewielkie odległości, zwłaszcza wówczas, gdy zachodzi obawa, że przy in-

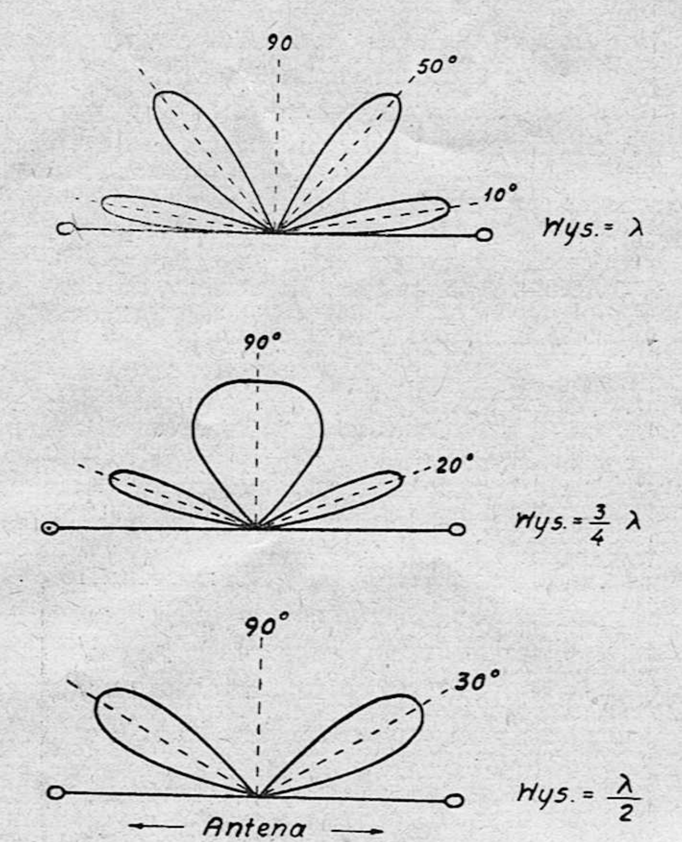


Rys. 26a, b, c, d



Rys. 27

nym typie anteny, promieniującej fale przyziemne, mogą one być silnie tłumione przez otoczenie. Stosowanie anteny poziomej pozwala również na znaczne zmniejszenie mocy nadajnika, gdyż przy promieniowaniu przestrzennym moc ta nie musi być duża. Fale przestrzenne są promieniowane swobodnie pod dużym kątem i nie podlegają tak silnej absorpcji jak fale przyziemne. Najlepsze warunki promieniowania przestrzennego daje dipol pozio-



Rys. 28a, b, c

my zasilany prądowo, pod warunkiem, że wymiary anteny są dostosowane w granicach ok. 5% w stosunku do wybranej częstotliwości.

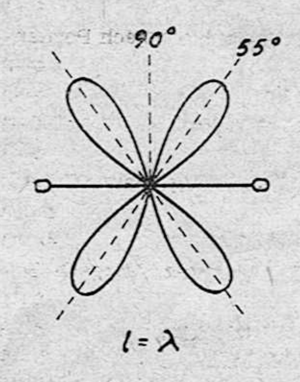
Wysokość zawieszenia anteny półfalowej nad ziemią ma duży wpływ na jej charakterystykę promieniowania. Ilustruje to rys. 28. Jak widać, dla korespondencji falami przestrzennymi na nieduże odległości wysokość zawieszenia winna odpowiadać ćwierci długości fali lub 3/4 długości fali. W tych przypadkach najsilniej promieniuje antena pod dużym kątem i fala odbita od warstw zjonizowanych wraca w niewielkiej odległości od nadajnika. Natomiast dla korespondencji na duże odległości wysokość zawieszenia anteny nad ziemią winna wynosić pół lub całą długość fali, gdyż wówczas istnieje najsilniejsze promieniowanie pod kątem ok. 30° wzgl. 15° i 50°. Fala odbita wraca na ziemię w dużej odległości od nadajnika. Tym tłumaczy się duży zasięg stacji krótkofalowych małej mocy.

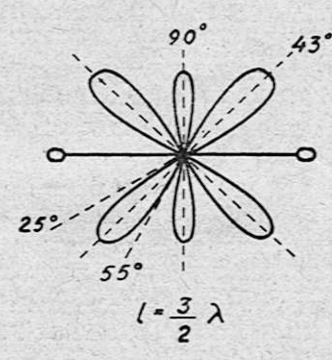
W niektórych przypadkach jedna antena może być stosowana do nadawania kilku częstotliwości harmonicznych. Jej długość dobiera się do częstotliwości najniższej danego zakresu i wówczas może być ona zasilana drugą, trzecią i wyższą harmoniczną.

Charakterystyki promieniowania dla każdej z tych częstotliwości będą inne, przy czym im wyższa harmoniczna, tym mniejszy kąt promieniowania przestrzennego głównego strumienia. Obok niego występują wąskie strumienie dodatkowe o większym kącie.

Stąd wniosek, że dla pokrycia większego zasięgu korzystniej jest budować anteny dłuższe, np. równe 3/2 dług. fali.

Odpowiednie wykresy podaje rys. 29. Charakterystyki te, aczkolwiek są teoretyczne, dają dostateczny obraz rzeczywistości i mogą służyć dla wyboru odpowiedniego typu anteny w zależności od potrzeb.





90°
72°
35°
l = 2 λ

Rys. 29.

Odpowiedzi Redakcji

Ob. Słaboń Zygmunt — Zawiercie, Paderewskiego 26.

Lampę AZ1 można zastąpić lampą G1064 f-my Valvo po zmianie podstawki w odbiorniku. Zamiast pentody Res164 można użyć triodę B406 bez dokonywania jakichkolwiek zmian.

Ob. Giemza Józef — Rudziniec, Gliwicka 51.

Dla zakresu krótkofalowego jednoobwodowy zespół winien posiadać: 3 zwoje jako cewka antenowa, 8 zwoi jako cewka siatkowa i 5 zwoi jako cewka reakcyjna. Dobudowany wzmacniacz z lampą AF3 jest wzmacniaczem wielkiej częstotliwości, dzięki któremu więcej wzrasta selektywność niż moc odbiornika. W obwodzie siatkowym tej lampy radzimy zastosować takie same cewki, jakie pracują w obwodzie lampy AF7, przy czym strojenie winno odbywać się przy pomocy kondensatora zmiennego, znajdującego się na wspólnej osi z kondensatorem istniejącym. Adapter włączony do tego obwodu nie da żadnego efektu w głośniku. Przerwy w odbiorze mogą być spowodowane złymi stykami w aparacie.

„RADIO"

miesięcznik dla techników i amatorów

SPIS RZECZY ZA ROK V — 1950 R.

Uwaga: liczby podane przy artykułach, oznaczają numer kolejny miesięcznika i strony.

Artykuły ogólne i wiadomości różne.

Artykuły teoretyczne i opisowe.

Opisy budowy odbiorników i sprzętu pomocniczego.

Krótkofalarstwo.

Przegląd schematów.

Tabele, lampy i nomogramy.

Recenzje.

Tarcza stroboskopowa

Regulowanie i ustalanie liczby obrotów silnika gramofonowego

Przy odtwarzaniu płyt gramofonowych ważne jest, aby ilość obrotów talerza była równa nominalnej ilości obrotów stosowanej przy nagrywaniu. Ta nominalna ilość obrotów wynosi, jak wiadomo, 78 na minutę. Przy mniejszej liczbie obrotów tonacja płyty jest za niska, zaś przy zbyt wielkiej — za wysoka i dźwięk brzmi wysoce nieprzyjemnie.

Liczbę rzeczywistych obrotów talerza gramofonowego można policzyć zrobiwszy na nim znak kredą lub kolorowym ołówkiem i rachując następnie obroty w ciągu kilku minut. Jest to jednak bardzo niewygodna i mało dokładna metoda, uciążliwa zwłaszcza przy regulacji i nastawianiu obrotów.

Bardzo dokładna i przyjemna jest metoda tzw. stroboskopa. Polega ona, jak wiadomo, na stosowaniu tarczy z wycinkami naprzemian jasnymi i ciemnymi. Tarczę tę oświetla się światłem przerywanym z sieci prądu zmiennego 50 c/s i wtedy kierunek przesuwania się, pozornego, pasków wyznacza czy obroty są za szybkie, czy zbyt powolne. Źródłem światła przerywanego będzie, najlepiej, lampa neonowa lub rura fluoroscencyjna (świetlówka). Lampy te bowiem zapalają się dwa razy w ciągu jednego okresu tzn. 100 razy na sekundę.

Tarczę stroboskopową zamieszczamy na przedostatniej stronie okładki. Trzy serie pasków przewidziane są kolejno dla 80,0, 77,9 oraz 75,9 obrotów na minutę. Ilość obrotów na minutę oblicza się z następującego wzoru: ilość obrotów na min. $= 60 \dfrac{\text{ilość zapaleń na sek.} = 100}{\text{ilość pasków}}$

co daje nam możność ułożenia odpowiedniej tabelki

ilość pasków	75	76	77	78	79
ilość obrotów	80,00	78,95	77,92	76,92	75,9

Ponieważ liczba pasków musi być całkowita, liczba obrotów nie wypada ściśle taka, jaką byśmy sobie życzyli. Najbliższe właściwej liczby obrotów jest 77 pasków. Tarcza nasza nosi więc tę ilość pasków oraz sąsiednie 75 i 79 pasków.

Tarczę stroboskopową nakłada się na oś silnika i oświetla lampą neonową. Manewrując regulacją obrotów nastawiamy ją tak, aby krąg 77 pasków stał się nieruchomy. Jeśli przesuwa się on pozornie w kierunku obrotów, ruch jest zbyt szybki, jeśli w kierunku odwrotnym — ruch jest zbyt powolny. Pomocą do tego nastawienia, zwłaszcza przy dużym rozregulowaniu, są właśnie sąsiednie kręgi pasków, z których 75-paskowy (wewnętrzny) powinien się śpieszyć, a 79-paskowy (zewnętrzny) powinien się spóźniać.

Nastawianie obrotów musi odbywać się w normalnych warunkach pracy tzn. z płytą na talerzu i adapterem opartym na płycie. W przeciwnym bowiem wypadku silnikowi będzie zbyt lekko i nastawimy ilość obrotów, która potem, w pracy, ulegnie zmniejszeniu. Zmniejszenie to jest co prawda niewielkie, może jednak łatwo osiągnąć różnicę np. 1 obr/min.

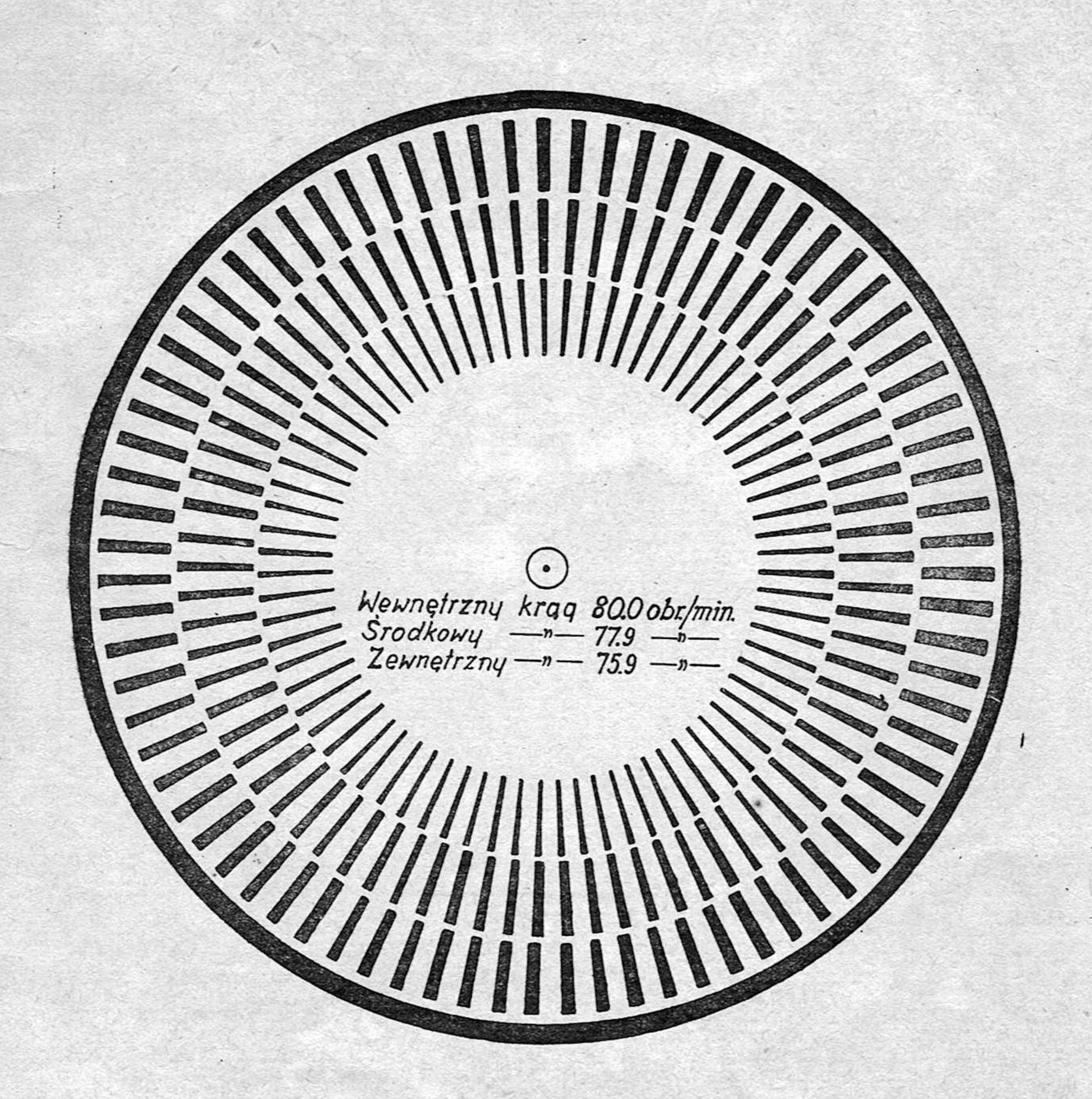
Redaktor naczelny Wacław Wagner. Komitet redakcyjny:
inż. Jerzy Borecki, inż. Mieczysław Flisak, mgr Aleksandra Gradowska, inż. Kazimierz Lewiński

format A-4, objętość 2 arkusze, papier ilustracyjny kl. V 90 gr.

Wydawca: Biuro Wydawnictw Polskiego Radia.

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Noakowskiego 20.

Druk. LSW Nr 2. W-wa, Zam. 890 z dn. 8.I.51 r. Nakład 12.000 2-B-11597


Wewnętrzny krąg 80.0 obr./min.
Środkowy —"— 77.9 —"—
Zewnętrzny —"— 75.9 —"—

